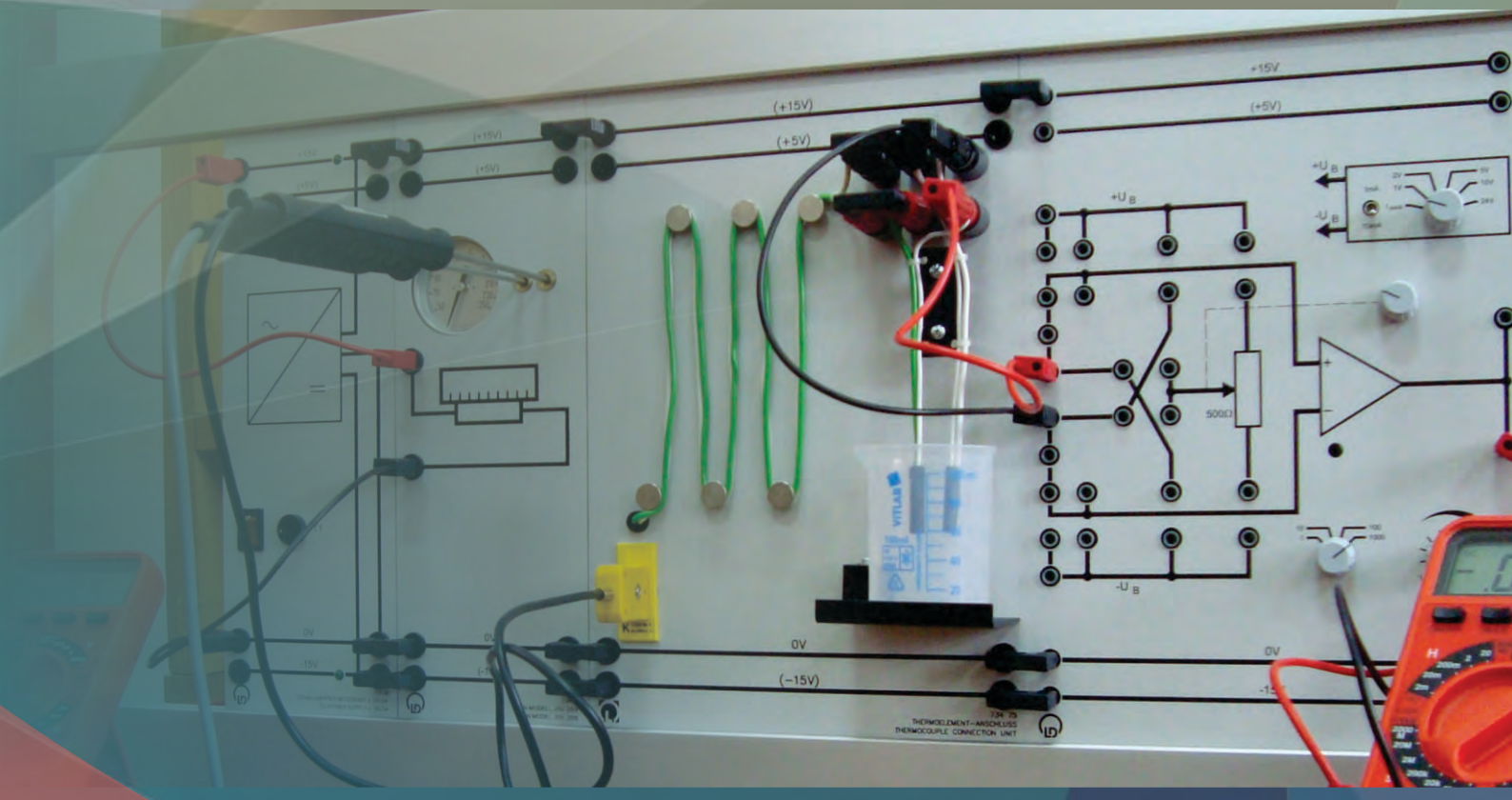
Sorin Dan Anghel

Principii ale proceselor de măsurare cu senzori



Presa Universitară Clujeană

Sorin Dan Anghel

Principii ale proceselor de măsurare cu senzori

Referenţi ştiinţifici:

Prof.univ. dr. Iosif Mălăescu

Prof. univ. dr. Mihai Todica

ISBN 978-973-595-952-4

© 2016 Autorul volumului. Toate drepturile rezervate. Reproducerea integrală sau parţială a textului, prin orice mijloace, fără acordul autorului, este interzisă şi se pedepseşte conform legii.

Universitatea Babeş-Bolyai
Presa Universitară Clujeană
Director: Codruţa Săcelean
Str. Hasdeu nr. 51
400371 Cluj-Napoca, România
Tel./Fax: (+40)-264-597.401
E-mail: editura@editura.ubbcluj.ro
http://www.editura.ubbcluj.ro/

Sorin Dan Anghel

Principii ale proceselor de măsurare cu senzori

Presa Universitară Clujeană

2016

Familiei mele:

Ági

Dan

Mihai

CUPRINS

Introducere 1

Capitolul I
FENOMENE FIZICE CU APLICAȚII LA SENZORI 3

1.1 EFECTE MECANICE 3

1.1.1 Efectul piezorezistiv 3
1.1.2 Efectul piezoelectric 3
1.1.3 Efectul Doppler 3

1.2 EFECTE TERMICE 4

1.2.1 Efectul termoelectric 4
1.2.2 Efectul termorezistiv 5
1.2.3 Efectul Nernst/Ettinghausen 5
1.2.4 Efectul piroelectric 5

1.3 EFECTE RADIATIVE 6

1.3.1 Efectul fotoelectric în semiconductori 6
1.3.2 Efectul fotoconductiv 6
1.3.3 Efectul fotovoltaic 7
1.3.4 Efectul electroluminiscent 7

1.4 EFECTE MAGNETICE 8

1.4.1 Efectul Hall 8
1.4.2 Efectul magnetomecanic (magnetostrictiunea) 9
1.4.3 Efectul magnetorezistiv 10
1.4.4 Legea Faraday-Henry 10
1.4.5 Efectul Faraday 11

Capitolul II
TRADUCTOARE 13

2.1 PRINCIPII GENERALE 13

2.1.1 Clasificarea traductoarelor 13
2.1.2 Traductoare analogice directe parametrice 14
2.1.3 Traductoare analogice directe generatoare 16

2.2 TRADUCTOARE PENTRU MĂRIMI MECANICE 18

2.2.1 Traductoare pentru deformări și tensiuni 18
2.2.2 Traductoare pentru măsurarea deplasărilor 21
2.2.3 Traductoare de presiune 23
2.2.4 Traductoare în frecvență 24
2.2.5 Traductor de viteză pentru gaze 25

2.3 TRADUCTOARE DE TEMPERATURĂ 26

2.3.1 Senzori cu dispozitive semiconductoare 26
2.3.2 Termocuplul 29
2.3.3 Senzori rezistivi 31
2.3.4 Termistorul 33
2.3.5 Termometrul cu cuarț 36
2.3.6 Pirometrele de radiație 36

2.4 TRADUCTOARE PENTRU SEMNALE RADIANTE 37

2.4.1 Traductoare fotoemisive 37
2.4.2 Traductoare fotoelectrice semiconductoare 38

2.5 TRADUCTOARE PENTRU MĂSURAREA VIDULUI 42

2.5.1 Vacuumetre termice și termoelectrice 42
2.5.2 Vacuumetre cu ionizare 43

Capitolul III
CARACTERISTICI ALE SENZORILOR **47**

3.1 Domeniul de operare 47
3.2 Erori 47
3.3 Acurateţea 47
3.4 Precizia 47
3.5 Repetabilitate 48
3.6 Driftul 48
3.7 Stabilitatea 48
3.8 Calibrarea 48
3.9 Histereza 48
3.10 Zona oarbă 48
3.11 Liniaritatea 49
3.12 Timpul de operare (încrederea) 49
3.12 Timpul de răspuns 49
3.14 Inerţia 49
3.15 Rezoluţia 49
3.16 Sensibilitatea 50
3.16. Zgomote 50

Capitolul IV
PRELUCRAREA SEMNALELOR SENZORILOR **51**

4.1 SENSIBILITATEA PUNŢILOR DE CURENT ALTERNATIV 51

4.1.1 Condiția de echilibru 51
4.1.2 Sensiblitatea 52

4.2 FOLOSIREA PUNȚILOR ÎN PROCESUL DE MĂSURARE 54

4.2.1 Neliniaritatea răspunsului unei punți 54
4.2.2 Puntea activă 54
4.2.3 Liniarizarea cu dublă reacție 55

4.3 AMPLIFICATOARELE OPERAȚIONALE ÎN PROCESUL DE MĂSURARE 57
4.3.1 Comparatoare 57
4.3.2 Convertorul curent-tensiune 59
4.3.3 Convertorul tensiune-curent 60
4.3.4 Conversia frecvenţă-tensiune 61
4.3.5 Conversia tensiune-frecvenţă 61
4.4 AMPLIFICATORUL DE INSTRUMENTAȚIE 62
4.5 AMPLIFICATORUL DE IZOLARE 64
4.6 AMPLIFICATORUL NORTON 64
4.6.1 Principiul de funcţionare 64
4.6.2 Conexiuni liniare de bază 65

Capitolul V
ZGOMOTE ȘI METODE DE REDUCERE A LOR **71**
5.1 ZGOMOTELE ÎN PROCESUL DE MĂSURARE 71
5.1.1 Ce este zgomotul? 71
5.1.2 Tipuri de zgomote 71
5.2 ÎMBUNĂTĂȚIREA RAPORTULUI SEMNAL/ZGOMOT 73
5.2.1 Ecranarea și pământarea 74
5.2.2 Filtre analogice pasive 74
5.2.3 Filtre analogice active 81
5.2.4 Amplificarea diferențială 83
5.2.5 Modularea semnalelor 83
5.2.6 Detecția sensibilă la fază 84
5.2.7 Medierea 87
5.2.8 Filtrarea digitală 88

Capitolul VI
TRANSMITEREA SEMNALELOR PE LINII **101**
6.1 TRANSFERUL MAXIM DE PUTERE 101
6.2 LINIA DE TRANSMISIE 102
6.2.1 Ecuaţiile telegrafiştilor 102
6.2.2 Reflexia la capătul dinspre sarcină al liniei 104
6.2.3 Impedanţa de intrare a liniei 105
6.2.4 Influenţa liniilor asupra transmisiei datelor digitale 105

Capitolul VII
CONVERSIA ANALOG-DIGITALĂ ŞI DIGITAL-ANALOGICĂ **109**
7.1 CONVERSIA ANALOG-DIGITALĂ 110
7.1.1 Convertorul “Flash” 110
7.1.2 Convertorul cu aproximaţii succesive 112
7.2 CONVERSIA DIGITAL-ANALOGICĂ (D/A) 112
7.2.1 Reţeaua cu rezistenţe ponderate 113
7.2.2 Rezoluția convertoarelor D/A 115
7.3 DECODIFICAREA ŞI AFIŞAREA INFORMAȚIEI DIGITALE 115

Bibliografie **117**

ANEXE

ANEXA I FILTRE ANALOGICE ELEMENTARE DE ORDINUL I 119
ANEXA II „MAŞINA” DE CONVOLUȚIE 120
ANEXA III FORME DE REPREZENTARE A FILTRELOR DIGITALE 121
ANEXA IV ANALIZA UNOR FILTRE DIGITALE SIMPLE 122
ANEXA V RELAȚII DE CALCUL A PARAMETRILOR CARACTERISTICI ÎN FUNCȚIE DE TIPUL LINIEI 126
ANEXA VI EXEMPLE DE CALCUL A LINIILOR DE TRANSMISIE 127

Introducere

Lucrarea de față are drept scop inițierea celor interesați în folosirea unor dispozitive electronice în procesele de măsurare care folosesc senzori de diferite tipuri. Pentru înțelegerea ei este nevoie de cunoașterea alfabetului electronicii analogice și digitale și de câteva cunoștințe de fizică fundamentală. Ea se adresează în egală măsură fizicienilor și inginerilor, dar și celor care sunt pasionați de electronica aplicată, fără a fi neapărat specialiști în acest domeniu.

Un *traductor* este un dispozitiv *elementar* capabil să transforme o mărime fizică de intrare într-o altă mărime fizică (de obicei electrică) de ieșire. El nu conține elemente de procesare, rolul său fiind doar acela de realizare a conversiei.

Spre deosebire de traductor, *senzorul* este un dispozitiv *mai complex* care, pe lângă transformarea mărimii fizice, realizează și o parte din procesarea semnalului de la ieșirea traductorului, prin procesare înțelegând prelucrarea, măsurarea și afișarea rezultatului măsurătorii. Ne vom referi doar la senzorii care se folosesc în procesele de măsurare a unor mărimi fizice, fără a avea pretenția unei acoperiri totale a domeniului. Credem totuși că, înțelegând cele expuse în textul care urmează, veți putea înțelege funcționarea și aplicațiile și ale altor tipuri de senzori. În fond, principiile și fenomenele fizice sau chimice sunt aceleași indiferent de complexitatea sistemului.

Lucrarea este organizată în șapte capitole astfel gândite încât să fie în concordanță cu logica unui lanț de măsură: transformarea mărimii de măsurat într-o mărime electrică, amplificarea și curățirea de zgomote a acelei mărimi electrice astfel încât ea să poată fi prelucrată electronic și, în final, afișarea rezultatului procesului de măsurare. În *Capitolul I* sunt prezentate cele mai reprezentative fenomene fizice (mecanice, termice, optice, magnetice) care stau la baza realizării traductoarelor. Este vorba despre procese care pot influența proprietăți sau caracteristici ale unor materiale sau componente și care în final sunt evidențiate sub forma unor mărimi electrice. *Capitolul II* este dedicat prezentării principalelor clase și tipuri de traductoare care se folosesc în fizică și în unele procese tehnologice, iar în *Capitolul III* sunt definite mărimile care caracterizează traductoarele din punct de vedere al performanțelor lor și al domeniilor de aplicare. Modalitățile de prelucrare electronică a semnalelor în vederea obținerii rezultatului procesului de măsurare sunt prezentate în *Capitolul IV*. Circuitele și dispozitivele electronice prezentate (punți de măsură, amplificatoare operaționale, amplificatoare de instrumentație, amplificatorul Norton) sunt analizate în contextul folosirii lor în instrumentația de măsură asociată unui traductor. Deoarece întreg procesul de măsurare, începând cu mărimea de măsurat și traductorul și terminând cu lanțul electronic de prelucrare, poate fi influențat de diferite tipuri de zgomote (electrice sau neelectrice), în *Capitolul V* sunt prezentate modalități de îmbunătățire a raportului semnal/zgomot. Se știe că zgomotul nu poate fi eliminat în totalitate, dar poate fi mult atenuat, fie prin intervenție directă în lanțul de măsură, fie prin prelucrarea datelor achiziționate. Având în vedere faptul că în multe situații semnalele electrice prelucrate sunt semnale analogice cu frecvențe mari sau semnale digitale, în *Capitolul VI* se face o scurtă analiză propagării acestora pe liniile de transmisie, mai ales pentru evitarea problemelor legate de neadaptare, probleme care pot să apară în timpul procesului de măsurare. Prelucrarea digitală a semnalelor electrice având multe avantaje în raport cu cea analogică, în *Capitolul VII* sunt prezentate principalele modalități de conversie a unui semnal analogic (cum este semnalul primar al unui traductor sau senzor) în semnal digital și invers, cu scopul final al afișării rezultatului într-un format ușor de citit. Lucrarea este întregită cu câteva anexe care completează informațiile din capitolele menționate anterior și care ajută la înțelegerea mai lesnicioasă a celor prezentate în acestea.

Intenția autorului a fost ca într-un număr cât mai redus de pagini să realizeze o simbioză între fizica traductoarelor și a senzorilor și electronica de măsură. Cititorii vor decide dacă scopul a fost atins sau nu.

Capitolul I

FENOMENE FIZICE CU APLICAȚII LA SENZORI

În acest capitol sunt prezentate pe scurt câteva dintre cele mai folosite efecte şi fenomene fizice cu aplicații în tehnicile şi tehnologiile de măsurare cu sisteme cu senzori. Cercetările din ultumele decenii au arătat că multe dintre aceste efecte se manifestă mult mai pregnant dacă pentru fabricarea materialelor se folosec nanotehnologii.

1.1 EFECTE MECANICE

1.1.1 Efectul piezorezistiv

Efectul piezorezistiv se referă la modificarea rezistenței electrice atunci când un material este deformat mecanic. El se produce în cristale care nu au axe polare şi este bine observat în cazul semiconductorilor. Acest fenomen este folosit cu succes în senzorii pentru determinarea forțelor. Variația relativă a rezistenței materialului depinde de forța care acționează asupra lui şi de caracteristicile lui elastice.

În 1954 C. S. Smith a descoperit faptul că semiconductori cum sunt siliciul şi germaniul manifestă un efect piezorezistiv mult mai mare decât metalele. În cazul siliciului fenomenele care contribuie la efectul piezorezistiv sunt dependența geometriei şi rezistivității sale de forța deformatoare. Efectul piezorezistiv în semiconductori şi metale este folosit în diferite sisteme cu senzori, cum sunt cele pentru măsurarea forțelor mecanice sau senzorii cu cantliver. Elementele piezorezistive nanometrice şi-au găsit aplicații atât la fabricarea senzorilor fizici cât şi chimici. De exemplu, nanotuburile de carbon cu un singur perete pot fi folosite în elementele traductoare electrochimice pentru măsurarea presiunii. Avantajul lor major constă în faptul că acești senzori furnizează la ieşirea sistemului un curent sau o tensiune electrică, mărimi uşor de măsurat.

1.1.2 Efectul piezoelectric

Efectul piezoelectric este proprietatea unor cristale supuse unei presiuni de a genera o tensiune electrică şi invers, de a genera presiune atunci când sunt supuse unei diferențe de potențial electric. Acest efect se manifestă în cristale care nu au un centru de simetrie.

Fiecare moleculă dintr-un cristal piezoelectric este polarizată: centrul sarcinilor pozitive nu este identic cu cel al sarcinilor negative, astfel încât se formează un dipol electric. Aceasta se datorează atomilor diferiți din care e constituită molecula şi modului în care molecula este profilată. Molecula este neutră din punct de vedere electric şi, în condițiile în care ea nu este supusă unei forțe, axa polară trece prin centrele ambelor sarcini. La aplicarea unei forțe, rețeaua este deformată şi se generează un câmp electric. Invers, atunci când un cristal piezoelectric este supus unui câmp electric intens, mulți dintre dipolii din cristal sunt forțați să se alinieze în aceeaşi direcție, rezultând o tensiune mecanică.

Cele mai populare materiale piezoelectrice sunt cuarțul, niobatul de litiu, tantalatul de litiu şi langasitul. Ceramicile feroelectrice devin piezoelectrice atunci când sunt polarizate cu un câmp electric. De asemenea, anumiți polimeri prezintă fenomenul de piezoelectricitate.

1.1.3 Efectul Doppler

Efectul Doppler constă în modificarea frecvenței unei unde ca rezultat al deplasării relative a perechii emițător-receptor/observator. Daca emițătorul şi observatorul se *apropie* unul de altul, atunci frecvența undei

percepute de receptor *crește* (are loc o *deplasare spre albastru*). Dacă emițătorul și observatorul se *îndepărtează* unul de altul, atunci frecvența undei percepute de receptor *scade* (are loc o *deplasare spre roșu*). Între cele două frecvențe există relația:

$$f_{obs} = \frac{\mathrm{v}}{\mathrm{v}+\mathrm{v}_{sursa}} f_{sursa} \quad (1.1)$$

unde v este viteza undei in mediul în care sunt plasați emițătorul și receptorul. Deplasările spre roșu sau albastru sunt folosite pentru măsurarea distanțelor mari dintre corpuri, cum sunt stelele sau galaxiile, pe baza analizei spectrului radiației emise de către ele.

Efectul Doppler este folosit și în sistemele de detecție de tip radar sau sonar. De asemenea, el joacă un rol important în caracterizarea descărcărilor luminiscente sau a unor nanomateriale pe baza lărgirii liniilor de emisie ca urmare a deplasării atomilor, moleculelor sau nanoparticulelor a căror radiații se analizează prin sectroscopia UV-vis.

1.2 EFECTE TERMICE

1.2.1 Efectul termoelectric

Termoelectricitatea este relația dintre temperatura unei substanțe și energia electrică. În anumite condiții, energia electrică și căldura pot fi convertite reciproc. Dacă variațiile energiei electrice datorate conversiei ei din energie termică pot fi măsurate, acestea pot fi corelate cu temperatura substanței. Efectul Seebeck este conversia unei diferențe de temperatură direct în electricitate. Coeficientul Seebeck *S* al unui material, cunoscut și ca sensibilitate termoelectrică sau putere termoelectrică, este o măsura a mărimii unei tensiuni termoelectrice induse ca urmare a unui gradient de temperatură existent de-a lungul său. El se măsoară in volți/Kelvin.

Omul de știință prusac Thomas Johann Seebeck (1770-1831) a observat apariția unui curent electric într-un circuit serie format din două fire metalice sudate, aflate la temperaturi diferite. Când doi conductori, A și B, sunt conectați împreună prin sudură, electronii liberi se comportă ca și un gaz ideal. Pentru materiale diferite densitățile și energiile electronilor liberi sunt diferite. Energia cinetică a electronilor este dependentă de temperatură. Dacă două metale sudate se află la aceeași temperatură, numărul de electroni din metalul cu densitate electronică mai mare care va difuza în metalul cu densitate electronică mai mică va fi mai mare decât numărul de electroni care va difuza în sens invers. Astfel, metalul cu densitate electronică mai mare va avea un deficit de electroni în timp ce metalul cu densitate electronică mai mică va avea un exces de electroni. Tensiunea electrică astfel creată se va opune deplasării electronilor. Procesul de difuzie se va termină atunci când electronii nu vor mai avea suficientă energie termică pentru a învinge bariera de potențial electric creată prin procesul de difuzie. Altfel spus, efectul se opune cauzei. În cazul în care cele două metale sa află la temperaturi diferite, tensiunea electrică pe joncțiune poate fi exprimată cu relația:

$$\frac{dV_{AB}}{dT} = S_A - S_B \quad (1.2)$$

unde S_A și S_B sunt coeficienții Seebeck absoluți ai conductorilor A și respectiv B.

Acest fenomen reprezintă fundamentul fizic pentru funcționarea *termoelementelor* sau *termocuplurilor*, dispozitive standard pentru măsurarea temperaturii. Diferența dintre cei doi coeficienți Seebeck, $S_{AB} = S_A - S_B$, este definită ca *sensibilitatea joncțiunii termocuplului*. Este evident că pentru a avea o sensibilitate mare este necesar ca cele două metale să aibă coeficienții Seebeck cât mai diferiți.

Jean Charles Athanase Peltier a observat în 1934 fenomenul invers: daca la extremitățile circuitului serie format din cei doi conductori sudați se aplică o tensiune electrică, va apare o diferență de temperatură între partea A și partea B (efectul Peltier).

În 1854, William Thomson (Lord Kelvin) a descoperit că dacă un curent electric parcurge un conductor de-a lungul căruia este un gradient de temperatură, conductorul va absorbi sau va degaja căldură. Aceasta este consecința conservării energiei deoarece, dacă există un gradient de temperatură în lungul materialului, atunci poate fi generată o tensiune electromotoare pe această lungime.

1.2.2 Efectul termorezistiv

Termorezistivitatea este legată de variația rezistenței electrice a unui material (metal sau semiconductor) odată cu modificările temperaturii mediului în care se află. Efectul termorezistiv stă la baza senzorilor de temperatură de tip termometre cu rezistență sau termistori. Rezistența electrică R a unui astfel de material poate fi exprimată cu relația:

$$R = R_{ref}(1 + \alpha_1 \Delta T + \alpha_2 \Delta T^2 + \ ... + \alpha_n \Delta T^n) \tag{1.3}$$

unde R_{ref} este rezistența la o temperatură de referință (de obicei 20°C sau 0°C), α_1 ... α_n sunt coeficienții rezistivi de temperatură ai materialului iar ΔT este diferența dintre temperatura la care se calculează valoarea rezistenței și temperatura de referință. Ecuația de mai sus sugerează o creștere a rezistenței odată cu creșterea temperaturii, ceea ce nu este cazul pentru toate materialele. În cadrul materialelor semiconductoare există materiale cu *coeficient de temperatură pozitiv (PTC)* și materiale cu *coeficient de temperatură negativ (NTC)*. În multe cazuri, pe domenii relativ restrânse de temperatură, relația dintre rezistență și temperatură este una de tip liniar, termenii de ordin superior din relația precedentă putând fi neglijați. Este cazul cuprului, pe domeniul 200-260°C sau al platinei, pe domeniul 260-1000°C.

Nanomaterialele pot fi implementate în procesul de fabricare a termistorilor cu coeficienți de temperatură pozitivi sau negativi. Se știe că în cazul materialelor convenționale doar un strat subțire de la suprafață este influențat de variațiile de temperatură ale mediului în care sa află. De aceea, materialele nanostructurate, care au un raport suprafață-volum mare, sunt mai eficient expuse variațiilor ambientale, având o amplitudine a răspunsului mare și un timp de răspuns scurt.

1.2.3 Efectul Nernst/Ettinghausen

Walter Nernst și Albert von Ettinghausen au descoperit că dacă un conductor sau semiconductor este supus simultan unui gradient de temperatură și unui gradient de câmp magnetic, asupra lui se va exercita o forță electromotoare. Direcția ei este perpendiculară pe planul determinat de câmpul magnetic și de gradientul de temperatură (căruia i se poate asocia un vector). Efectul este caracterizat de așa-numitul coeficient Nernst ($|N|$) :

$$|N| = \frac{E_y/B_z}{dT/dx} \tag{1.4}$$

Efectul Nernst/Ettinghausen poate fi înțeles foarte ușor dacă ne amintim ce înseamnă forța Lorentz și înlocuim câmpul electric cu gradientul de temperatură. Ambele genarează mișcarea purtătorilor de sarcină care, în urma interacțiunii cu câmpul magnetic, se vor abate de la traiectoria inițială. Efectul poate fi folosit la măsurători de temperatură și de câmp magnetic pe o singură nanoparticulă prin măsurarea căderii de tensiune pe nanotuburile de carbon.

1.2.4 Efectul piroelectric

Efectul piroelectric este fenomenul de generare a unui potențial electric temporar atunci când un material este încălzit sau răcit. Spre deosebire de dispozitivele termoelectrice care generează tensiuni electrice staționare, dispozitivele piroelectrice generează sarcini electrice dinamice, în funcție de modificările de temperatură. Astfel, dispozitivele piroelectrice sunt folosite uzual ca detectoare de flux de căldură, mai degraba decât detectoare de căldură.

Efectul piroelectric este strâns legat de efectul piezoelectric. Sunt câteva mecanisme care determină piroelectricitatea. Modificările de temperatură determină scurtarea sau alungirea dipolilor individuali. De asemenea, ele afectează orientarea dezordonată a dipolilor datorată agitației termice. Aceasta este piroelectricitatea primară. Piroelectricitatea secundară este indusă de către tensiunile din material cauzate de expansiunea termică, care poate fi descrisă ca rezultat al efectului piezoelectric.

Tensiunea generată de un senzor piroelectric este proporțională cu variația temperaturii lui, cu coficientul de sarcină piroelectric și cu grosimea lui.

Circuitul electric echivalent a unui senzor piroelectric este alcătuit din trei componente conectate în paralel: o sursă de curent indus de schimbările de temperatură, o capacitate parazită şi o rezistenţă de pierderi.

1.3 EFECTE RADIATIVE

1.3.1 Efectul fotoelectric în semiconductori

Orice efect în care energia fotonică este convertită în electricitate poate fi catalogat drept fotoelectric. Un fascicol de lumină incident pe materiale fotosensibile poate avea mai multe efecte: (a) poate elibera electroni; (b) poate modifica conductibilitatea electrică, sau (c) poate genera un potenţial electric sau o tensiune electrică între două suprafeţe.

Atunci când o suprafaţă este expusă unei radiaţii electromagnetice cu o frecvenţa mai mare dacât aşa-numita frecvenţă de prag (pragul "roşu"), radiaţia este absorbită şi pot fi emişi electroni, numiţi fotoelectroni. Acesta este efectul fotoelectric şi a fost descoperit de către Einstein. Energia unui foton asociat radiaţiei electromagnetice poate fi exprimată prin relaţia:

$$E = h\nu = \frac{hc}{\lambda} \tag{1.5}$$

unde h este constanta lui Planck ($6.625x10^{-34}$ Js), ν – frecvenţa radiaţiei, c – viteza luminii ($3x10^{8}$ m/s) şi λ – lungimea de undă a radiaţiei. Fotoelectronii au o energie cinetică, E_c, proporţională cu frecvenţa radiaţiei incidente şi deci cu energia fotonilor incidenţi.

$$E_c = h\nu - \Phi \tag{1.6}$$

unde Φ este energia de prag sau energia de extracţie.

Într-un semiconductor sunt mai multe mecanisme de excitare ca urmare a interacţiei cu radiaţiile electromagnetice dar procesele de absorbţie prin tranziţia bandă – bandă (banda de valenţă – banda de conducţie) sunt dominante. Pentru siliciu aflat la temperatura camerei energia minimă a fotonului necesară pentru producerea efectului fotoelectric este de 1.12 eV. Ea reprezintă lărgimea benzii interzise.

În *Tabelul 1.1* sunt sunt date exemple de materiale în care poate fi provocat efectul fotoelectric şi domeniile de energii, respectiv de lungimi de undă, ale radiaţiilor care determină generarea de fotoelectroni în aceste materiale.

Tabelul 1.1

Material	**IR**		**Material**	**VIS**		**Material**	**UV**	
In Sb	0.2eV	6.5μm	CdSe	1.66eV	0.75μm		3.1eV	0.38μm
Ge			GaP			ZnS		
Si			CdS					
Ga As	1.66eV	0.75μm	SiC	3.1eV	0.38μm		3.87eV	0.315μm

În strânsă legătură cu efectul fotoelectric sunt *efectul fotoconductiv* şi *efectul fotovoltaic.*

1.3.2 Efectul fotoconductiv

Fotoconductivitatea este modificarea rezistenţei electrice a unui material ca urmare a absorbţiei luminii. Conductivitatea electrică a unui meterial semiconductor este rezultatul excitării purtătorilor de sarcină liberi, excitare determinată de fotoni incidenţi cu energie suficient de mare. Efectul este folosit pe scară largă la fabricarea senzorilor de radiaţii electromagnetice care sunt denumiţi *fotoconductori*, *rezistori dependenţi de lumină* sau *fotorezistori*.

O modalitate de creştere a sensibilităţii, eficienţei şi vitezei de răspuns a dispozitivelor fotoconductoare este folosirea nanomaterialelor. Nanomaterialele semiconductoare au un strat sărăcit de purtători de sarcină electrică de câţiva nanometri. Extinderea lui se modifică odată cu expunerea la lumină. În funcţie de dimensiuni şi de gradul de dopaj, dispozitivele fotosensibile pot fi complet sărăcite de sarcini atunci când

sunt iradiate, intensitatea curentului care le parcurge ajungând la saturație (de exemplu, aprox. 1 μA în cazul nanofirelor semiconductoare de GaN cu diametrul de 10 nm, iradiate cu lumină UV).

Răspunsul dispozitivelor fotoconductoare poate fi controlat și prin modificarea compoziției și dimensiunilor lor. Astfel, filmele subțiri nanostructurate din CdS și CdSe cu grosimi de 3-4 nm au un timp de răspuns de aproximativ 5 ps.

1.3.3 Efectul fotovoltaic

Efectul fotovoltaic constă în generarea unei tensiuni electrice pe o heterojoncțiune (joncțiunea a doua materiale diferite) semiconductoare în urma absorbției de fotoni care generează purtători de sarcină liberi. Atunci când se realizează un circuit închis, prin acesta va circula un curent electric a cărui intensitate depinde de tipul joncțiunii și de sarcina conectată în circuit. Energia pe care o poate debita în circuit dispozitivul fotovoltaic este cu atât mai mare cu cât suprafața expusă radiației fotonice este mai mare. Un foton incident poate fi absorbit de materialul semiconductor numai dacă energia sa este mai mare decât lărgimea energetică a benzii interzise. El va genera o pereche electron-gol și, ca rezultat, în circuitul exterior va apare un curent electric.

Dispozitivele fotovoltaice pot fi folosite ca senzori în multe aplicații: spectrofotometrie, detectori de radiații, sisteme de reglare automată a iluminării clădirilor sau ca senzori optici în sistemele de comunicații. De asemenea, dispozitivele fotovoltaice stau la baza panourilor solare folosite la generarea energiei, făcând parte din categoria sistemelor ecologice.

Factorii importanți care trebuie luați în considerare la proiectarea dispozitivelor fotovoltaice sunt costurile și randamentul energetic. În general aceste dispozitive au un randament scăzut: de la 5% pentru dispozitivele pe bază de siliciu amorf până la 35%, sau chiar ceva mai mult, pentru celulele multi-joncțiune folosite în laboratoarele de cercetare. Pentru depășirea acestui inconvenient se fac cercetări intense pentru dezvoltarea structurilor multi-joncțiune cu dimensiuni nanometrice. Acestea prezintă două avantaje importante: secțiunea transversală efectivă mică (ceea ce înseamnă o capacitate electrică mică) și mobilitatea mare a purtătorilor de sarcină. Combinația dintre timpul scurt de tranzit a purtătorilor generați de către fotoni și capacitatea electrică foarte mică sunt implementate în senzorii ultrarapizi.

1.3.4 Efectul electroluminiscent

Electroluminiscența se produce atunci când un material emite lumină ca rezultat al trecerii prin el a unui curent electric sau când este supus unei diferențe de potențial electric. Ea este folosită la conversia energieie electrice în energie radiantă.

Există două metode de producere a electroluminiscenței. Prima este trecerea unui curent prin joncțiuni semiconductoare puternic dopate. Electronii se recombină cu golurile eliberând energia de recombinare sub formă de fotoni. Astfel de dispozitive se numesc diode electroluminiscente (LED). Pe lângă folosirea ca surse de lumină sau în panourile de afișare, ele au fost implementate în spectroscopie sau sunt folosite în senzorii integrați. Lungimea de undă a radiației emise este determinată de lărgimea benzii interzise a materialelor care formează joncțiunea. Printre materialele cele mai folosite în fabricarea LED-urilor sunt GaAs și GaP. Lărgimea benziilor lor interzise, și deci lungimea de undă a radiației emise, pot fi ajustate prin adăugarea de impurități. Astfel, LED-rile din GaP emit lumină verde (555 nm). Daca GaP este dopat cu azot, se emite lumină galben-verde (565 nm) iar dacă este dopat cu ZnO lumina emisă este roșie (700 nm).

O altă modalitate de producere a electroluminiscenței este prin excitarea electronilor folosind un câmp electric aplicat materialului fosforescent. Georges Destriau a arătat în 1936 că, prin aplicarea unei tensiuni alternative mari unei pudre fosforoase de sulfură de zinc (ZnS) se produce electroluminiscența. Această metodă stă la baza cercetărilor pentru fabricarea dispozitivelor de afișare prin folosirea nanotehnologiilor.

Dispozitivele electroluminiscente au multe utilizări în senzorii chimici. De exemplu, senzorii cu filme subțiri de TiO_2 pot fi folosiți pentru detectarea și măsurarea peroxidului de hidrogen. Tendința actuală în studiul dispozitivelor electroluminiscente este orientată către folosirea nanomaterialelor și în particular a cuantum dot-urilor. Astfel, diodele electroluminiscente fabricate cu nanomateriale, având o densitate mare de

stări electronice, au o eficienţă foarte mare. Electroluminiscenţa stă şi la baza fabricării display-urilor cu cristale lichide (LCD) sau a diodelor electroluminiscente pe bază de materiale organice (OLED).

1.4 EFECTE MAGNETICE

În multe aplicaţii industriale piesele din matateriale feromagnetice, care sunt părţi componente ale unor maşini sau instalaţii, sunt detectate cu senzori sensibili la câmpul magnetic. Prin intermediul lor se pot fi determinate:

- distanţa (prelucrare analogică a semnalului)
- numărul de piese bune (prelucrare digitală)
- numărul de rotaţii (prelucrare digitală)
- unghiul de rotaţie (prelucrare analogică)

Câmpurile magnetice sunt produse de electromagneţi sau magneţi permanenţi. În tehnologia senzorilor sunt folosiţi cu preponderenţă magneţii permanenţi pentru că ei nu au nevoie de o sursă proprie de energie. Principiul detecţiei materialelor feromagnetice se bazează pe faptul că liniile de câmp magnetic prezintă discontinuităţi la suprafaţa de separare a două materiale cu permeabilităţi diferite (Fig. 1.1), fenomen asemănător cu refracţia optică, respectând legea:

$$\frac{tg\alpha}{tg\beta} = \frac{\mu_1}{\mu_2} \tag{1.7}$$

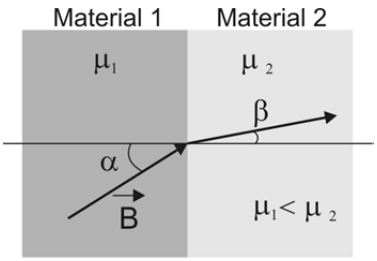


Fig. 1.1 *„Refracţia" câmpului magnetic*.

Acest efect poate fi folosit pentru a devia şi a conduce liniile de câmp prin materiale magnetice, cum ar fi oţelurile sau feritele. În Fig. 1.2 este ilustrat câmpul unui magnet cilindric, câmp deformat de o placă de oţel. Această deformare poate fi măsurată (detectată) de un senzor adecvat de câmp magnetic. În tehnologia de control automatizată printre cei mai folosiţi senzori sunt senzorii Hall şi senzorii rezistivi magnetici.

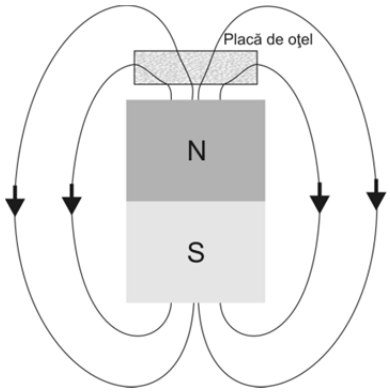


Fig. 1.2 *Deformarea liniilor câmpului magnetic.*

1.4.1 Efectul Hall

Următorul fenomen este cunoscut ca efect Hall (E. Hall, 1879): când un curent cu intensitatea *I* curge printr-o lamelă conductoare, având lăţimea *b* şi grosimea *d*, un câmp magnetic $\vec{B}$, perpendicular pe lamelă, va determina apariţia unei forţe Lorentz perpendiculară pe direcţia curentului *I* şi pe cea a câmpului magnetic $\vec{B}$ (Fig.1.3). Forţa Lorentz (*evB*, *e* şi v sunt sarcina, respectiv viteza electronului) va determina deplasarea electronilor înspre o latură a lamelei, în partea opusă rămânând un exces de sarcină pozitivă (de exemplu ionii pozitivi din reţeaua cristalină a materialului sau golurile dintr-un semiconductor). Această separare de sarcini va determina apariţia unui câmp electric care se opune deplasării laterale a electronilor. La echilibru,

forţa cu care acest câmp va acţiona asupra electronilor va fi egală cu forţa Lorenz, adică intensitatea lui va fi: $E = \mathrm{v} \cdot B$.

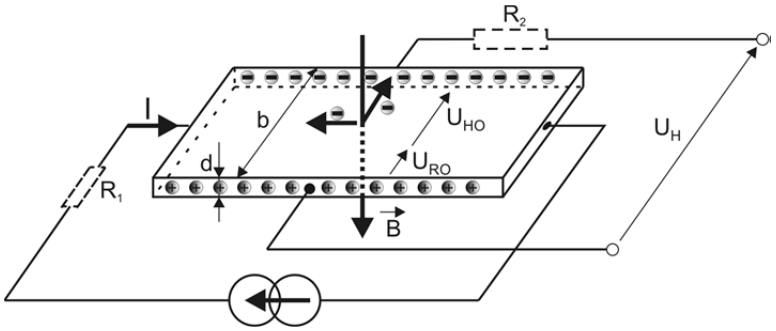


Fig. 1.3 *Ilustrarea efectului Hall.*

Daca *n* este densitatea electronilor, atunci intensitatea curentului electric poate fi exprimată cu relaţia:

$$I = b \cdot d \cdot n \cdot e \cdot \mathrm{v} \tag{1.8}$$

Asimilând experimentul cu un circuit electric, între feţele laterale ale lamelei va fi generată o diferenţă de potenţial, numită tensiune Hall:

$$U_H = \frac{1}{ne} \cdot \frac{BI}{d} \tag{1.9}$$

sau

$$U_H = \frac{1}{ne} \cdot \frac{BI}{d} \cdot \cos\alpha \tag{1.10}$$

În cazul în care câmpul magnetic nu este perpendicular pe lamelă. Factorul $\boldsymbol{R_H = (1/ne)\cos\alpha}$ se ***numeşte coeficient Hall*** şi se măsoară în $\boldsymbol{cm^3/A \cdot s}$. Concentraţia electronilor de conducţie în diversele materiale folosite este puternic dependentă de temperatură. Pentru metalele pure R_H este prea mic pentru ca ele să poată fi folosite în procesele de măsură. De aceea sunt preferaţi semiconductorii de GaAs, InSb, InAsP şi InAs.

Senzorii cu efect Hall fabricaţi din GaAs şi Si sunt din ce în ce mai importanţi, datorită progreselor în tehnologia planară care face posibilă integrarea şi a altor funcţii, cum ar fi sursa de curent, compensarea în temperatură şi amplificarea semnalului de ieşire. În foaia de catalog (Data Sheet) a unui senzor Hall, în loc de coeficientul R_H este dată ***sensibilitatea în circuit deschis*** $\boldsymbol{K_H}$, exprimată prin relaţia:

$$K_H = \frac{1}{ned} \cdot \frac{U_H}{BI} \tag{1.11}$$

În circuitul echivalent al unui senzor cu efect Hall, circuit prezentat în Fig. 1.3, notaţiile folosite au următoarele semnificaţii:

R_1 – rezistenţa electrică a miezului materialului

R_2 – rezistenţa electrică internă a generatorului Hall

U_H – tensiunea de mers în gol a generatorului Hall

U_R – tensiunea coninuă, DC, între electrozii Hall atunci cînd $B = 0$

Toţi aceşti parametri sunt dependenţi de temperatură. Valorile numerice ale lor pot avea valori semnificativ diferite de la senzor la senzor, în funcţie de materialul folosit, de procesul tehnologic de fabricaţie sau de geometrie (de exemplu, grosimea *d*).

1.4.2 Efectul magnetomecanic (magnetostricțiunea)

Magnetostricțiunea reprezintă modificarea dimensiunilor unui material magnetic atunci când este supus acțiunii unui câmp magnetic sau modificarea proprietăților magnetice ale lui atunci când este supus acțiunii unei forțe mecanice. Ea a fost descoperită de James Joule în timpul examinării unei probe de nichel. Explicația fenomenului constă în faptul că domeniile magnetice ale unui lanț, care în condiții normale au o orientare haotică, sub acțiunea unui câmp magnetic se vor orienta după o direcție preferențială iar lungimea

lanțului va crește (acceptând că dimensiunile domeniilor rămân constate). Acest fenomen este cauza zgomotului (zbârnâit) al unui transformator.

1.4.3 Efectul magnetorezistiv

Magnetorezistența este dependența rezistenței electrice a unui material parcurs de un curent electric de aplicarea unui câmp magnetic extern. Ea este consecința apariției forței de interacțiune Lorentz dintre câmpul magnetic şi sarcinile electrice în mişcare. Efectul a fost observat în 1856 de către Lord Kelvin. Efectul a devenit mai proeminent odată cu descoperirea magnetorezistenței anizotropice şi a magnetorezistenței gigant.

Rezistenţele depende de câmpul magnetic pot îndeplini aceleaşi funcţii ca şi senzorii cu efect Hall. Datorită acestui lucru ele sunt folosite mai ales în sectoare automatizate ca senzori de poziţie sau comutatoare de proximitate.

Între materialele semiconductoare utilizate ca senzori cu magnetorezistenţă InSb ocupă un loc aparte. Pentru a realiza un senzor cu magnetorezistenţă, în materialul semiconductor de InSb se încastrează incluziuni în formă de ace din NiSb orientate perpendicular pe direcţia de ”curgere” a curentului electric (Fig. 1.4).

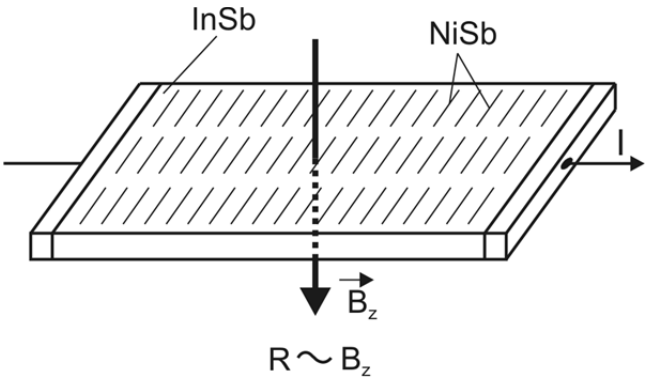


Fig. 1.4 *Apariția magnetorezistenței*.

În absenţa unui câmp magnetic curentul alege calea cea mai scurtă pentru a trece prin semiconductor. Ca şi în cazul senzorilor cu efect Hall, prezenţa unui câmp magnetic va determina devierea laterală a curentului electric, mărind lungimea drumului parcurs de curent prin semiconductor şi determinând creşterea rezistenţei acestuia. Acele din NiSb au o conductibilitate electrică foarte mare în comparaţie cu materialul de bază din InSb şi, în consecinţă, se comportă ca scurtcircuite. Ca urmare, câmpul electric în interiorul semiconductorului va fi aproape omogen şi ne aşteptăm ca şi distribuţia sarcinilor electrice mobile să fie omogenă. Curentul va curge în zig-zag prin semiconductor. Pentru intensităţi mici ale cămpului magnetic rezistenţa creşte ca şi pătratul densităţii fuxului magnetic.

Mulți producători de senzori folosesc materialul magnetic Permalloy (80% Fe, 20% Ni) pentru realizarea senzorilor magnetici. Acest material este tratat în timpul fabricării lui astfel încât magneţii elementari să fie orientaţi în lungul benzii magnetice. În absenţa unui câmp magnetic rezistenţa benzii este maximă. Valoarea rezistenţei descreşte în prezenţa unui câmp magnetic, descreşterea fiind proporţională cu pătratul intensităţii câmpului magnetic.

1.4.4 Legea Faraday-Henry

Legea Faraday-Henry este legea fundamentală a electromagnetismului, ea afirmând că variațiile unui câmp magnetic induc un câmp electric. Acest efect a fost folosit foarte devreme în dispozitivele și senzorii acustici (microfonul, de exemplu), în voltmetrele și ampermetrele analogice sau în comutatoare și relee. În forma sa diferențială, legea poate fi scrisă în felul următor:

$$\nabla x E = -\frac{\partial \boldsymbol{B}}{\partial t} \tag{1.12}$$

Acest efect guvernează funcționarea antenelor, a motoarelor electrice și a unui mare număr de dispozitive electrice, inclusiv releele și inductoarele din telecomunicații. Aproape toate sistemele de identificare prin radiofrecvență folosite în mod curent în magazine și depozite au la baza efectul Faraday-Henry. În ultimii ani nanotehnologiile au dezvoltat senzori cu nanotuburi de carbon a căror funcționare se bazează pe acest efect.

1.4.5 Efectul Faraday

Michael Faraday a descoperit în 1845 că o undă luminoasă care se propagă printr-un material supus acțiunii unui câmp magnetic paralel cu direcția de propagare își rotește planul de polarizare. Unghiul de rotație este proporțional cu intensitatea câmpului magnetic și cu drumul geometric parcurs de undă prin material:

$$\theta = \mathrm{V}\mathbf{B}l \tag{1.13}$$

unde V este constanta Verdet.

Rotația Faraday are diverse aplicații în instrumentația de măsură, cum ar fi detectarea de la distanță a câmpurilor magnetice, modulația în amplitudine a luminii sau măsurarea puterii optice de rotație.

Capitolul II

TRADUCTOARE

Prima etapă a oricărui proces de măsură constă în punerea în evidență a unei mărimii fizice oarecare, mărime care apoi să poată fi măsurată. Dar cum mărimile electrice sunt cele mai accesibile pentru măsurători cantitative, este necesară conversia mărimilor de măsurat, de multe ori neelectrice, în mărimi electrice. Acest lucru este realizat de către *traductor* care, din acest punct de vedere, poate fi privit ca *interfața* dintre lumea semnalelor neelectrice şi lumea electronicii de măsurare, prelucrare şi afişare a rezultatului final.

În general, traductorul reprezintă un bloc aparte al aparatului de măsură dar, datorită gradului înalt de integrare la care s-a ajuns în tehnologia de fabricație a componentelor electronice semiconductoare, un loc tot mai important în lumea traductoarelor îl ocupă traductoarele integrate în care, atât traductorul propriu-zis cât şi partea de prelucrare electronică sunt realizate sub formă monolitică.

2.1 PRINCIPII GENERALE

2.1.1 Clasificarea traductoarelor

Prin natura funcției lui, traductorul realizează conversia unei forme de energie în energie electrică, fie că se află la intrarea sistemului de măsură şi control, fie că se află la ieşirea lui. Pornind de la principiile de funcționare ale sistemelor de măsură şi control care utilizează traductoare, se pot găsi o serie de criterii de clasificare a acestora. Dintre aceste criterii noi ne vom referi doar la cele mai importante.

Din punct de vedere al *tipului de energie care este convertit* se pot evidenția: traductoare pentru semnale *radiante, mecanice, termice, electrice, magnetice* sau *chimice.*

După modul în care are loc *conversia semnalului* în traductor, există traductoare *directe* şi *complexe*. În *traductoarele directe* mărimea neelectrică este convertită direct în semnalul electric de la ieşire. Funcționarea acestor traductoare se bazează pe faptul că o proprietate electrică a traductorului este direct dependentă de mărimea neelectrică de măsurat. Exemplul cel mai elocvent în acest sens sunt termorezistențele şi termocuplurile. Dar nu toate mărimile neelectrice pot fi convertite nemijlocit într-o mărime electrică prin intermediul traductorului. Sau, chiar dacă pot fi convertite, semnalul electric final poate fi rezultatul atât al influenței semnalului neelectric de măsurat, cât şi al influenței unor factori perturbatori, determinați de mediul ambiant sau chiar de fenomenul măsurat. În aceste cazuri se folosesc *traductoarele complexe*, în care conversia semnalului neelectric se face în mai multe etape intermediare, iar structura traductorului se proiectează astfel încât să fie imun la acțiunea factorilor perturbatori. Ca exemple pot servi traductoarele *diferențiale* sau traductoarele *cu compensare*.

Considerând drept criteriu *principiul de funcționare*, traductoarele pot fi clasificate în traductoare *parametrice* (sau modulare) şi traductoare *generatoare* (sau energetice). În cazul *traductoarelor parametrice* semnalul neelectric determină modificarea unei proprietăți electrice a traductorului (rezistență, capacitate, inductanță, inductanță mutuală, coeficient de atenuare a radiației etc.). Pentru punerea în evidență a acestei modificări este însă nevoie de o sursă exterioară de energie (sursa de activare). Ca exemplu pot servi termorezistența, transformatorul diferențial, fotorezistența, piezorezistența, fotodioda, microfonul capacitiv etc. În cazul *traductoarelor generatoare*, semnalul neelectric determină generarea în traductor a unei tensiuni electromotoare, a unui curent electric sau a unei cantități de sarcină. Este cazul termocuplului, a celulei fotovoltaice sau a traductorului piezoelectric.

După *forma semnalului electric de la ieșirea* traductoarelor acestea pof fi clasificate în *analogice* și *digitale*.

2.1.2. Traductoare analogice directe parametrice

Conform criteriilor de clasificare enunțate anterior, aceste traductoare convertesc energia semnalului de măsurat în semnal electric prin intermediul modificării unui parametru al traductorului, semnalul de ieșire fiind unul analogic.

Traductoarele rezistive se bazează pe influența unor mărimi neelectrice asupra parametrilor care determină valoarea unei rezistențe: rezistivitatea și dimensiunile geometrice. Astfel de traductoare pot fi termorezistențele, fotorezistențele, piezorezistențele, termistoarele, traductoare care pot măsura temperaturi, intensități luminoase sau forțe mecanice. O referire mai amplă la traductoarele rezistive se va face în secțiunile următoare.

Traductoarele capacitive se bazează pe modificarea capacității unui condensator odată cu modificarea dimensiunilor lui geometrice sau a proprietăților dielectricului dintre armăturile sale. Astfel pot fi măsurate compoziții, deplasări, grosimi sau nivele de lichid.

Pentru realizarea traductoarelor capacitive de deplasare se folosesc aproape în exclusivitate condensatoare cu armături plane sau armături cilindrice. Dacă distanța dintre armăturile unui condensator plan cu aer crește cu mărimea d față de distanța inițială δ_o și dacă această deplasare este mult mai mică decât distanța dintre armături, atunci capacitatea sa are expresia:

$$C = \frac{\varepsilon_o A}{\delta_o}\left(1 - \frac{d}{\delta_o}\right) \tag{2.1}$$

în care A este aria suprafeței comune a armăturilor. Această relație se mai poate scrie sub forma:

$$C = C_o - Sd \tag{2.2}$$

în care C_O este capacitatea inițială a condensatorului iar S este sensibilitatea traductorului, între ele existând relația $S = C_O/\delta_O$.

În cazul folosirii lor în scopul măsurării deplasărilor, traductoarele la care se modifică distanța dintre placi sunt preferate pentru evidențierea deplasărilor foarte mici și foarte mari, iar cele la care se modifică suprafața comună a armăturilor sunt folosite pentru deplasări de ordinul centimetrilor. În mod obișnuit, variațiile de capacitate sunt cuprinse între 10^{-3} pF și 10^{3} pF. Limita inferioară pe care o pot atinge micrometrele capacitive este de circa 10^{-2} μm.

Dacă sunt folosite pentru măsurarea nivelurior de lichid, în cazul în care recipientul este metalic și are o formă regulată el poate constitui unul din electrozii traductorului, cel de-al doilea fiind o vergea metalică izolată introdusă în rezervor. Dacă însă recipientul nu are formă regulată sau este confecționat dintr-un material izolant, traductorul capacitiv se compune din doi electrozi profilați astfel încât să existe o dependență liniară între variația capacității și variația nivelului de lichid din recipient. Precizia acestui tip traductor este de ordinul 1-5%, fiind cu atât mai redusă cu cât lichidul are permitivitatea electrică mai mică.

Traductorii capacitivi pot fi folosiți și la realizarea senzorilor de prezență. Funcționarea lor se bazează pe cuplajul capacitiv care se realizează între condensator și corpul uman sau un alt obiect, cuplaj care poate deforma câmpul electric al condensatorului respectiv. Aceasta poate reprezenta o soluție pentru unele aplicații, cum sunt măsurarea nivelului de lichid fără ca lichidul să fie plasat între armături, stabilirea compoziției unui material sau pentru interfațarea om-mașină. Un astfel de detector capacitiv poate detecta orice material conductor sau materiale care au constanta dielectrică diferită de cea a aerului. Teoretic, liniile de câmp electric între armăturile unui condensator plan sunt paralele și echidistante, mai ales dacă distanța dintre armături este mică. Cu toate acestea, în apropiere de extremitățile armăturilor, datorită așa-numitului „efect de margine”, liniile de câmp se deformează, lucru care poate afecta acuratețea măsurătorii sistemului. Astfel, câmpul electric, care este proporțional cu densitatea liniilor de câmp, va fi mai puțin intens înspre

marginile armăturilor şi această zona va avea o contribuție mai mică la capacitatea totală măsurată. În Fig. 2.1 este schițată o imagine a distribuției liniilor de câmp electric în cazul unui condensator plan.

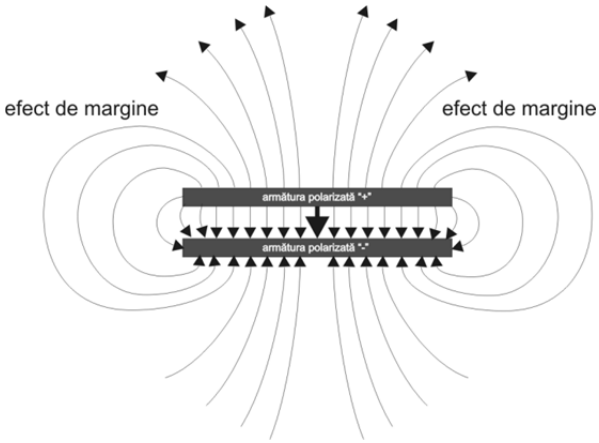


Fig. 2.1 *Câmpul electric generat de un condensator plan*.

Prezența unui obiect conductor sau dielectric la o distanță la care poate modifica distribuția liniilor de câmp electric se va manifesta printr-o modificare a capacității condensatorului. În Fig. 2.2 este schițat un traductor capacitiv de proximitate pentru detecția prezenței corpului uman.

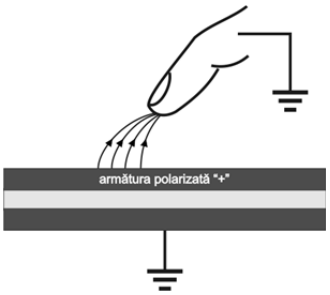


Fig. 2.2 *Principiul de funcționare a traductorului capacitiv de proximitate*.

Existența „efectului de margine" trebuie avută în vedere la etalonarea unui sistem de măsură care folosește ca traductor un condensator plan.

Traductoarele inductive sunt constituite dintr-o bobină cu miez feromagnetic, care prezintă un întrefier variabil sau un miez mobil și sunt folosite pentru măsurarea deplasărilor și presiunilor.

Traductoarele tip transformator se bazează pe variația tensiunii electromotoare la bornele secundarului unui transformator atunci când se modifică factorul de cuplaj (deci inductanța mutuală) dintre primar și secundar. Domeniul tipic de utilizare este cel al măsurărilor de grosimi și deplasări.

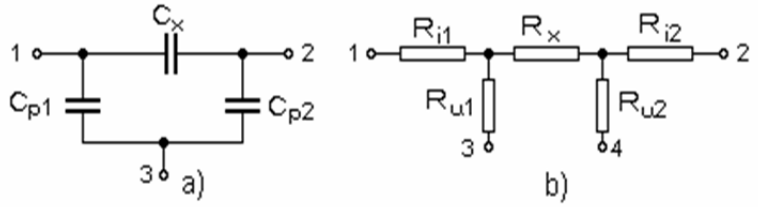


Fig. 2.3 *Scheme electrice echivalente pentru traductorul capacitiv (a) și rezistiv (b).*

În general, fiecărui traductor i se poate asocia o schemă electrică echivalentă pe baza căreia poate fi elaborat modelul teoretic corespunzător. Din acest punct de vedere, de cele mai multe ori, unui traductor simplu (rezistiv sau capacitiv de exemplu) nu este suficient să i se asocieze un simplu element de circuit cu numai două borne. Aceasta deoarece trebuie să se țină seama și de elementele parazite: rezistențe, capacități, inductanțe etc. Astfel, în schema electrică echivalentă a unui traductor capacitiv, pe lângă capacitatea sa C_X, care de regulă este de ordinul picofarazilor, trebuie adăugate și capacitățile parazite, C_{p1} și C_{p2}, ale

cablurilor de conexiune ecranate (Fig. 2.3a). În funcție de lungimea acestora, de multe ori este posibil ca valorile capacităților parazite să fie mai mari decât capacitatea traductorului. Astfel, traductorul capacitiv poate fi reprezentat ca un element de circuit cu trei borne de acces. Dacă traductorul este rezistiv, pe lângă alimentarea sa, este necesară şi măsurarea tensiunii (sau punerea în evidență a variației ei) cea ce implică cel puțin încă două conductoare de conexine. Astfel, în schema electrică echivalentă, pe lângă rezistența R_{X} a traductorului, apar și rezistențele $R_{\mathrm{i}1}$, $R_{\mathrm{i}2}$, $R_{\mathrm{u}1}$ și $R_{\mathrm{u}2}$ ale cablurilor de alimentare, respectiv pentru conectarea dispozitivului electronic de măsurare a tensiunii (Fig.2.3b). Deci, traductorul rezistiv poate fi reprezentat ca un element de circuit cu patru borne de acces.

2.1.3 Traductoare analogice directe generatoare

Traductoare analogice directe generatoare sunt acele traductoare care convertesc mărimea de măsurat direct în semnalul electric analogic, semnal care este o tensiune electromotoare sau un curent electric.

Traductoarele electrodinamice își bazează funcționarea pe apariția unei tensiuni electromotoare induse la extremitățile unui conductor ce se deplasează într-un câmp magnetic, tensiune care, conform legii inducției electromagnetice, poate fi exprimată cu ajutorul relației:

$$\vec{e} = l\left(\vec{v}x\vec{B}\right) \tag{2.3}$$

Aceste fenomen este folosit în realizarea generatoarelor tahimetrice, a traductoarelor de vibrații sau a debitmetrelor electromagnetice pentru lichide conductoare.

Traductoarele termoelectrice își bazează funcționarea pe efectul Seebeck, care constă în producerea unei tensiuni termoelectromotoare într-un circuit alcătuit din mai mulți conductori (sau semiconductori) diferiți, ale căror puncte de contact (suduri) sunt menținute la temperaturi diferite.

Traductoarele electrochimice se bazează pe faptul că la suprafața de contact dintre un electrod metalic şi *o soluție care conține ionii acelui metal*, sau între două soluții de concentrații diferite, dintre care una este cunoscută iar cealaltă necunoscută, separate printr-o membrană semipermeabilă, apare o diferență de potențial care este dependentă de activitatea ionică, respectiv de concentrația soluției necunoscute. Prin măsurarea diferenței de potențial se poate determina concentrația soluției necunoscute în conformitate cu relația lui Nernst:

$$E = E_o + (RT/nF)\ln C \tag{2.4}$$

unde E este diferența de potențial, E_{o} este potențialul de electrod (mărime specifică pentru metalul respectiv), R - constanta universală a gazelor ideale, T - temperatura absolută, n - valența metalului (a ionilor), F - constanta lui Faraday și C - concentrația activă a ionilor din soluție.

Pentru a se putea măsura potențialul unui electrod față de soluție este necesară utilizarea unui *electrod de referință* al cărui potențial față de soluție să nu se modifice în funcție de concentrația de ioni din aceasta. Astfel se formează un *element galvanic* a cărui schemă de principiu și schemă electrică echivalentă sunt prezentate în Fig. 2.4.

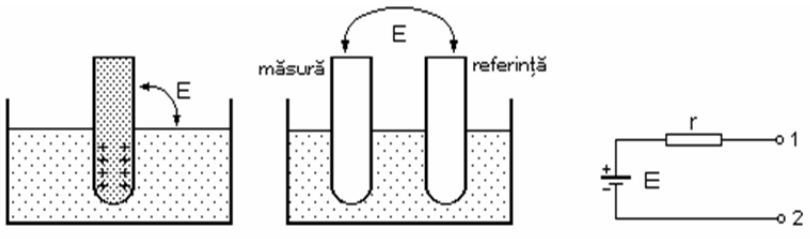


Fig. 2.4 *Traductorul electrochimic și schema electrică echivalentă.*

Tensiunea electromotoare E are valori tipice de ordinul zecilor de milivolți, iar rezistența internă r este cuprinsă de regulă în intervalul 1 - 1000 MΩ.

Traductoarele piezoelectrice se bazează pe utilizarea efectului piezoelectric şi ele pot fi folosite pentru măsurarea unor mărimi mecanice: forţe, presiuni, vibraţii. Cele mai folosite materiale sunt substanţele cristaline naturale (cuarţ) sau sintetice (ceramici din titanat de bariu sau titanat-zirconat de plumb). În cazul cuarţului tensiunea de polarizare este maximă dacă direcţia de solicitare coincide cu una din axele polare. Sarcina electrică Q, ce apare ca urmare a acţiunii unei forţe F, este dată de relaţia:

$$Q = kF \tag{2.5}$$

unde *k este modulul piezoelectric,* exprimat în C/N.

În *Tabelul 2.1* sunt prezentate valorile modulului piezoelectric şi ale permitivităţii electrice relative pentru materialele menţionate anterior.

Tabelul 2.1

Material	***k* [pC/N]**	ε_r
cuarţ	2,25	4,5
titanat de bariu	100-180	1100-1700
titanat -zirconat de plumb	90-300	300-1500

În Fig. 2.5 sunt prezentate schema de principiu a unui traductor piezoelectric şi schemele electrice echivalente cu generator de sarcină, respectiv cu generator de tensiune. Specific traductoarelor piezoelectrice este circuitul de măsurare a efectului. El conţine aşa-numitul *amplificator de sarcină*, amplificator care "citeşte" variaţile sarcinii Q. Măsurarea tensiunii de ieşire a traductorului prin intermediul unui amplificator de tensiune nu se recomandă deoarece această soluţie conduce la scăderea sensibilităţii şi a benzii de frecvenţă datorită capacităţii parazite a cablului de conexiune dintre traductor şi amplificator.

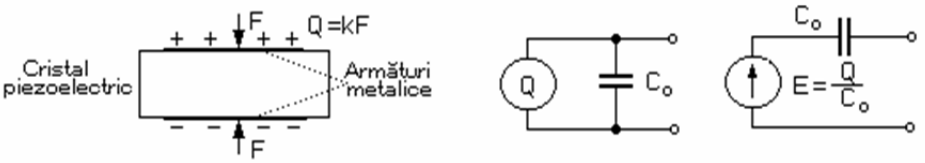


Fig. 2.5 *Traductorul piezoelectric şi schemele electrice echivalente.*

Aceste traductoare nu pot fi folosite pentru solicitări (forţe) statice. Limita superioară a răspunsului în frecvenţă este dată de frecvenţa proprie de rezonanţă a traductorului iar limita inferioară este determinată de circuitul de măsurare.

Traductoarele fotovoltaice se folosesc de modificarea caracteristicii volt-amperice a unei joncţiuni semiconductoare *pn*, aşa cu se poate observa în Fig. 2.6, ca urmare a iluminării ei.

În polarizare inversă, joncţiunea funcţionează ca *fotodiodă* (traductor parametric), intensitatea curentului fiind suma dintre curentul rezidual (de întuneric) i_R şi fotocurentul i_Φ.

$$i_A = -\left(i_\Phi + i_R\right) \tag{2.6}$$

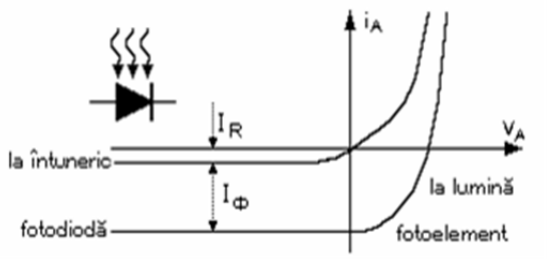


Fig. 2.6 *Caracteristici VA ale traductorului fotovoltaic.*

Fotocurentul este proporţional cu fluxul luminos incident pe joncţiunea fotodiodei şi cu sensibiltatea acesteia: $i_\Phi = S_\Phi \Phi$. Intensitatea curentului rezidual este puternic dependentă de temperatură şi contribuţia lui

trebuie eliminată pentru ca măsurătorile să fie corecte. O altă posibilitate este aceea de a se efectua măsurătorile în condiții de scurtcircuit, situație în care:

$$(i_A)_{v_A=0} = -i_\phi \tag{2.7}$$

În cadranul IV joncțiunea funcționează ca *fotoelement* sau *celulă solară* (traductor generator), dispozitivul fiind conectat în acest caz pe o rezistență de sarcină. Regimul de generator se obține datorită separării electronilor și golurilor generați de radiația incidentă, separare produsă de către câmpul electric intern din zona sărăcită a joncțiuni.

2.2 TRADUCTOARE PENTRU MĂRIMI MECANICE

2.2.1 Traductoare pentru deformări și tensiuni

Dintre traductoarele pentru măsurarea deformărilor și tensiunilor mecanice un loc important îl ocupă traductoarele rezistive de tip *tensometru* Acestea sunt traductoare analogice directe care oferă informații despre starea de deformare a unui corp solid, reprezentând o soluție standard, unanim acceptată pentru măsurarea deformațiilor, a stărilor de tensiune mecanică, a forțelor și a cuplurilor de forțe. Există două tipuri principiale de tensometre: *cu fir metalic* și *cu semiconductor*.

Tensometrul cu fir metalic (Fig. 2.7a) se obține prin lipirea pe un suport izolant a unui strat metalic îngust și cu rezistivitate mare, strat care constituie elementul activ al tensometrului. El se așează în zig-zag astfel încât o parte cât mai mare din lungimea sa să fie orientată în aceeași direcție. O structură asemănătoare se poate obține prin corodarea unui strat metalic subțire depus pe un suport izolator. În cazul tensometrului semiconductor (Fig. 2.7b) elementul activ este constituit dintr-un filament semiconductor depus pe o folie elastică și izolantă.

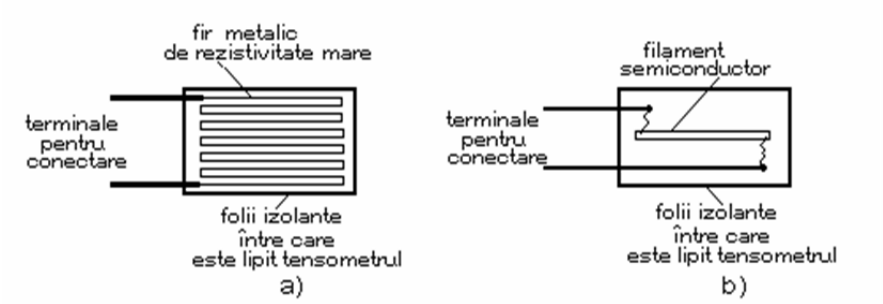


Fig. 2.7 *Mărci tensometrice: cu fir metalic (a) și cu filament semiconductor (b).*

Datorită aspectului și dimensiunilor lor, aceste tipuri de traductoare mai poartă și denumirea sugesivă de *mărci tensometrice*. Marca tensometrică se lipește cu ajutorul unor rășini sau cimenturi speciale pe corpul a cărui deformare se dorește a fi măsurată. Deformarea corpului (tensiunile mecanice) se transmite mărcii tensometrice care o convertește în semnal electric. Dacă se urmărește determinarea atât a mărimii cât și a direcției efortului unitar nu este suficientă o structură simplă de marcă tensometrică. În acest caz se lucrează cu *rozete tensometrice*. Acestea se produc într-o gamă largă de dispuneri geometrice dintre care, în Fig. 2.8, este prezentată doar cea mai simplă.

Fig. 2.8 *Rozetă tensometrică.*

La tensometrul cu strat sau fir metalic un prim factor în modificarea valorii rezistenței îl constituie variația relativă a lungimii firului, variație care este practic egală cu variația relativă a dimensiunilor corpului măsurat. Variația secțiunii transversale și variația de rezistivitate induse de modificarea volumului firului metalic introduc efecte neneglijabile, care au o pondere apropiată de cea a variației lungimiii firului.

La tensometrul cu filament semiconductor efectele determinate de variația dimensiunilor sunt neglijabile în comparație cu efectul determinat de variația de rezistivitate a materialului semiconductor indusă de efortul mecanic.

Parametrii fizici cei mai semnificativi ce caracterizează performanțele tensometrelor sunt: *sensibilitatea, coeficientul de temperatură al rezistivității* și *liniaritatea.*

Sensibilitatea unei mărci tensometrice (cu dimensiunile geometrice în stare nedeformată a_o și $b_o << l_o$, arătate în Fig. 2.9) se defineşte ca fiind raportul dintre variaţia relativă a rezistenţei şi variaţia relativă a lungimii firului sau benzii metalice:

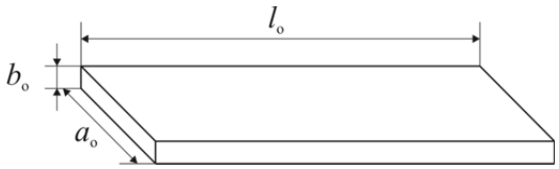


Fig. 2.9 *Stratul rezistiv al unei mărci tensometrice*.

$$S = \frac{\Delta R/R_o}{\Delta l/l_o} \tag{2.8}$$

în care indicele „o” se referă la valorile mărimilor respective în starea nedeformată.

Pentru găsirea unei relaţii de calcul a sensibilităţii se porneşte de la formula generală de calcul a rezistenţei unei benzi metalice:

$$R = \rho \frac{l}{A} \tag{2.9}$$

pe care o diferenţiem şi obţinem:

$$\frac{\Delta R}{R_o} = \frac{\Delta \rho}{\rho_o} + \frac{\Delta l}{l_o} - \frac{\Delta A}{A_o} \tag{2.10}$$

în care $A_o = a_o.b_o$.

Ţinând seama de relaţia de definiţie a coeficientului Poisson, care caracterizează o deformare mecanică, prin raportul dintre contracţia transversală unitară şi alungirea axială unitară:

$$\mu = -\frac{\Delta a/a_o}{\Delta l/l_o} \tag{2.11}$$

se găseşte pentru variaţia relativă a ariei secţiunii transversale:

$$\frac{\Delta A}{A_o} = \frac{\Delta a}{a_o} + \frac{\Delta b}{b_o} = -2\mu \frac{\Delta l}{l_o} \tag{2.12}$$

Pe de altă parte,

$$\frac{\Delta \rho}{\rho_o} = \left(1 + k\frac{\Delta V}{V_o}\right) \tag{2.13}$$

unde k este o constantă caracteristică materialului şi

$$\frac{\Delta V}{V_o} = \frac{\Delta A}{A_o} + \frac{\Delta l}{l_o} = \frac{\Delta l}{l_o}(1 - 2\mu) \tag{2.14}$$

deci:

$$\frac{\Delta \rho}{\rho_o} = \left(1 + k(1-2\mu)\frac{\Delta l}{l_o}\right) \tag{2.15}$$

Înlocuind expresiile (2.12) şi (2.15) în expresia (2.10), se obţine pentru variaţia relativă a rezistenţei mărcii tensometrice expresia:

$$\frac{\Delta R}{R_o} = [1 + 2\mu + k(1-2\mu)]\frac{\Delta l}{l_o} \tag{2.16}$$

Astfel, pentru sensibilitatea tensometrului metalic se obţine expresia:

$$S = 1 + 2\mu + k(1 - 2\mu) \tag{2.17}$$

Pentru majoritatea metalelor folosite în construcţia tensometrelor μ = 0,3 în domeniul deformaţiilor elastice şi μ = 0,5 în domeniul deformaţiilor plastice. De exemplu, dacă k = 1 şi se lucrează în domeniul dimensiunilor elastice, atunci S = 2.

În cazul tensometrelor cu filament semiconductor, dacă direcţia efortului mecanic şi direcţia "curgerii" curentului coincid, se poate arăta că:

$$\frac{\Delta R}{R} = \pi_l \sigma \tag{2.18}$$

unde π_l este coeficientul piezorezistiv longitudinal iar σ este efortul longitudinal. Astfel, sensibilitatea unui tensometru cu filament semiconductor va fi dată de expresia:

$$S_{semicond} = \pi_l E \tag{2.19}$$

în care E este modului de elasticitate longitudinal. Valorile tipice pentru această mărime sunt cuprinse în intervalul 100-200.

Tabelul 2.2

Parametru	**u.m.**	**Tensometru metalic**	**Tensometru semiconductor (siliciu)**
Sensibilitate	-	2	100
Coeficientul de temperatură al rezistenței	$x10^{-6}/^oC$	±(10-20)	700-7000
Coeficientul de dilatare liniară	$x10^{-6}/^oC$	10-20	3,2
Domeniul de deformații măsurabil ($\Delta l/l$)	$x10^{-6}$	10000	100-1000
Toleranța asupra valorii niminale	%	±10	±10

În general, funcționarea corectă a unei marci tensometrice este garantată de către producător într-un anumit domeniu de temperaturi deoarece variațiile de temperatură pot determina variații ale valorii rezistenței tensometrului și diferențe între coeficienții de dilatare ai tensometrului și materialului a cărui stare de efort se măsoară. Toate acestea efecte vor determina variații ale sensibilității în funcție de temperatură, fiind mai pronunțate în cazul tensometrelor cu filament semiconductor. Pentru o mai bună apreciere a performanțelor celor două tipuri de tensometre, acestea sunt prezentate comparativ în *Tabelul 2.2*.

Schema bloc generală a aparatelor de măsură tensometrice este prezentată în Fig.2.10.

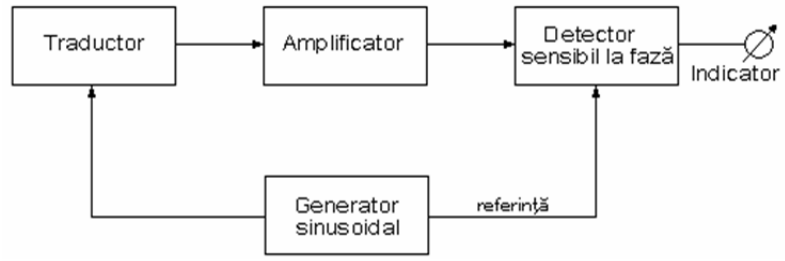


Fig. 2.10 *Schema bloc a unui sistem de măsură tensometric*.

Traductorul este alimentat de un generator de tensiune sinusoidală. Semnalul de ieşire al punții traductoare este amplificat și apoi aplicat unui detector sensibil la fază (detector sincron) care primește semnalul de referință de la același generator. Din totalitatea semnalelor de la intrarea sa, detectorul sincron le va evidenția cu prioritate doar pe acelea care sunt în fază (sau au un defazaj constant în timp) cu (față de) semnalul de referință. Detectorul sensibil la fază, pe lângă faptul că indică semnul tensiunii de dezechilibru, mai are și următoarele proprietăți:

- elimină practic toate semnalele cu frecvențe necorelate cu frecvența semnalului util
- elimină armonicile pare ale semnalului și atenuează armonicile impare
- atenuează componenta în cuadratură a semnalului.

Datorită acestor proprietăți raportul semnal/zgomot este îmbunătățit considerabil, factorul de rejecție a componentelor nedorite putând atinge valori de 50-60dB în cazul detectoarelor speciale.

2.2.2 Traductoare pentru măsurarea deplasărilor

Traductorul inductiv

Inductanța unei bobine cu întrefier variabil sau cu un miez mobil variază cu deplasarea după legea:

$$L - L_o = Sd \tag{2.20}$$

în care L_O este inductanța de referință a bobinei, S - sensibilitatea traductorului, d - deplasarea care trebuie măsurată și L - inductanța bobinei după efectuarea deplasării.

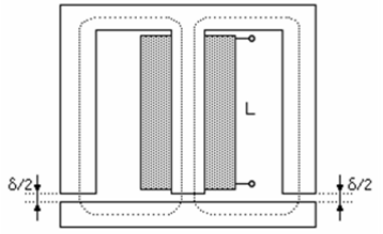


Fig. 2.11 *Traductor inductiv cu întrefier*.

Traductoarele inductive cu întrefier variabil (Fig.2.11) se pot folosi atât în varianta cu contact, caz în care armătura se mișcă sub acțiunea piesei în legătură cu care se măsoară deplasarea, cât și în varianta fără contact, caz în care armătura prin care se închide circuitul magnetic al traductorului este piesa în legătură cu care se măsoară deplasarea. În acest din urmă caz piesa trebuie să fie dintr-un material feromagnetic. Pentru aceste traductoare inductanța bobinei este dată de relația:

$$L = \frac{K}{\delta} \tag{2.21}$$

unde δ este mărimea întrefierului iar K este o constantă caracteristică pentru traductor. Dacă $\delta = \delta_o - d$, unde δ_o este întrefierul inițial, și $d / \delta_o \langle\langle 1$, atunci:

$$L = \frac{K}{\delta_o - d} \approx \frac{K}{\delta_o}\left(1 + \frac{d}{\delta_o}\right) \tag{2.22}$$

sau:

$$L - \frac{K}{\delta_o} = \frac{K}{\delta_o^2} d \tag{2.23}$$

Așadar, măsurând variația inductanței L-L_o, se pot măsura deplasări. Comparând relațiile (2.20) și (2.23) se vede că:

$$L = \frac{K}{\delta_o} \tag{2.24}$$

și:

$$S = \frac{K}{\delta_o^2} \tag{2.25}$$

Valorile tipice pentru aceste tipuri de traductoare sunt: δ_o = 0,5-5mm și d_{max} = 200μm.

Traductorul inductiv diferențial

Traductoarele simple prezintă dezavantajul unui consum mare de energie și al influenței unor factori parazitici asupra semnalului rezultat în urma procesului de măsurare. Aceste neajunsuri sunt în mare măsură atenuate de traductoarele complexe.

Avantajele utilizării unor structuri diferențiale în componența traductoarelor sunt: (*a*) reducerea efectelor factorilor parazitici (mediu ambiant, îmbătrânirea componentelor), aceștia acționând ca factori de

mod comun și (*b*) liniarizarea caracteristicii de transfer. Spre exemplificare, în Fig. 2.12 este prezentată schema unui traductor diferențial de deplasare, împreună cu circuitul de măsură.

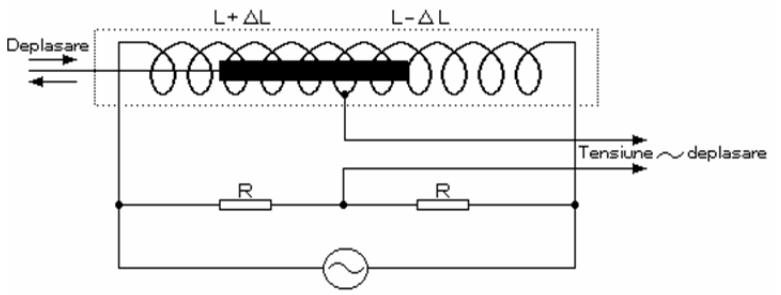


Fig. 2.12 *Traductor inductiv diferențial*.

Se poate observa că cele două bobine identice sunt plasate în ramurile adiacente ale unei punți de curent alternativ (1-50kHz). În interiorul bobinelor se află un miez mobil care este un tubuleț de ferită la traductoarele care măsoară deplasări mici de până la $\pm$1mm, sau din oțel moale la traductoarele care măsoară deplasări mai mari. Miezul mobil se continuă cu o tijă dintr-un material neferomagnetic care se fixează pe piesa a cărei deplasare se măsoară. De obicei el are o lungime de 0,2-0,8 din lungimea ansamblului bobinelor și nu trebuie să aibă frecări și nici deplasări laterale. În absența deplasării, miezul feromagnetic este plasat astfel încât puntea să fie echilibrată. La deplasarea miezului (determinată de deplasarea exterioară ce trebuie măsurată) puntea se dezechilibrează, tensiunea de dezechilibru fiind o măsură a deplasării.

Aceast traductor este caracterizat de o sensibilitate de circa 1V/mm pentru valori maxime ale deplasărilor cuprinse în domeniul 2-50 mm și o liniaritate de circa 0,5%. El constituie tipul de traductor cel mai utilizat în micrometrele inductive.

Dacă se folosesc două traductoare de acest gen conectate în câte o punte de măsură, se pot măsura suma sau diferența a două deplasări. Semnalele de ieșire ale punților corespunzătoare celor două traductoare se însumează sau se scad, iar semnalul rezultant se aplică unui amplificator de curent alternativ.

Transformatorul diferențial liniar variabil

Transformatorul diferențial liniar variabil (TDLV) face parte din categoria senzorilor electromagnetici și este folosit pentru măsurarea deplasărilor. El funcționează pe baza fenomenului de inducție electromagnetică, după principiul transformatorului. TDLV este constituit dintr-o bobină primară și doua bobine secundare, identice din punct de vedere geometric și al numărului de spire, poziționate una lîngă alta (Fig. 2.13). Transformatorul este alimentat în primar cu o tensiune sinosoidală cu frecvență joasă (10^1 kHz), tensiunile din înfășurările secundare fiind de ordinul 10-20 V. Toate bobinele sunt de formă cilindrică, la fel ca și miezul magnetic care este mobil și este pus în contact mecanic cu mecanismul a cărui deplasare dorim să o măsurăm.

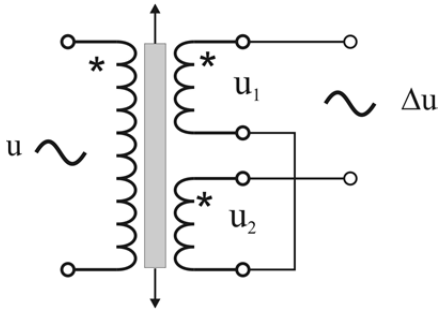


Fig.2.13 *Transformator diferențial liniar variabil.*

Conform legilor care guvernează funcționarea circuitelor cuplate inductiv, tensiunile individuale u_1 și u_2 de la bornele celor două înfășurări secundare sunt:

$$u_1 = \frac{M_1}{L} u \tag{2.26}$$

$$u_2 = \frac{M_2}{L} u \tag{2.27}$$

În relațiile precedente *L și u* sunt inductanța înfășurării primare, respectiv tensiunea la bornele ei, iar M_1 și M_2 sunt inductanțele mutuale corespunzătoare celor două înfășurări secundare. Este important de menționat faptul că mărimile celor două inductanțe mutuale depind de poziția miezului magnetic. În situația în care miezul magnetic este centrat, cele două inductanțe mutuale și implicit tensiunile de la bornele înfășurărilor secundare sunt identice. Dacă cele două înfășurări secundare sunt conectate în serie și în antifază (asteriscul indică faptul că toate cele trei tensiuni oscilează în fază), atunci la bornele de ieșire se va măsura diferența tensiunilor lor:

$$\Delta u = u_1 - u_2 = \frac{M_1 - M_2}{L} u \qquad (2.28)$$

Sau, altfel spus, cele două tensiuni de la bornele înfășurărilor secundare se însumează în antifază. Se poate observa că dacă miezul magnetic este poziționat simetric, $M_1 = M_2$ și tesiunea de ieșire este nulă. Dacă miezul magnetic se deplasează tensiunea de ieșire va fi direct proporțională cu deplasarea și ea va fi în fază sau în antifază cu tensiunea de intrare, în funcție de sensul deplasării. Astfel, dacă pentru măsurarea tensiunii de ieșire se folosește un detector sensibil la fază (detector sincron), el ne va oferi informații atât despre mărimea deplasării miezului magnetic (prin mărimea tensiunii de ieșire), cât și despre sensul acesteia (prin semnul „+" sau "-" al ei).

2.2.3 Traductoare de presiune

Traductoare cu transformări succesive de mărimi

Atunci când se dorește un randament ridicat de conversie a mărimii de măsurat într-o mărime electrică se folosește transformarea succesivă a acesteia folosind un lanț de traductoare. De exemplu, pentru transformarea presiunii în tensiune electrică, aceasta este convertită mai întâi în deplasare prin intermediul traductorului presiune-deplasare, iar apoi în semnal electric cu ajutorul unui traductor de deplasare inductiv (Fig.2.14).

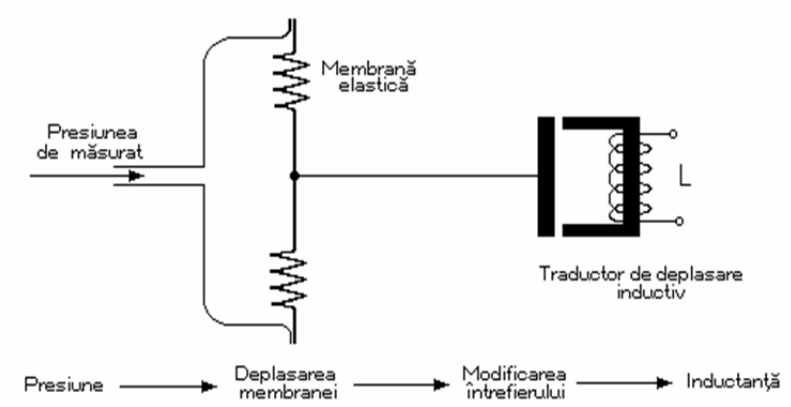


Fig. 2.14 *Traductor de presiune cu transformări succesive.*

Traductoare cu compensare

Traductoarele cu compensare sunt în esență structuri cu reacție nagativă. Reacția negativă le conferă avantajul convertirii mărimii neelectrice în mărime electrică, practic fără consum de energie de la obiectul sau fenomenul de măsurat, aceasta fiind principala caracteristică a acestui tip de traductoare.

Fig. 2.15 prezintă un traductor de presiune cu compensare, obținut prin adăugarea reacției negative la traductorul cu transformări succesive din Fig.14. Din analiza funcționării schemei rezultă câteva caracteristici importante ale traductoarelor cu compensare: **(***a*) la ieșirea traductorului puterea semnalului este mare, putând chiar comanda un dispozitiv de acționare; (*b*) sarcina pe care lucrează traductorul nu îi afectează funcționarea; (*c*) se poate asigura compensarea aproape totală a factorilor paraziți; (*d*) se poate folosi foarte bine în sistemele automate de măsură și control.

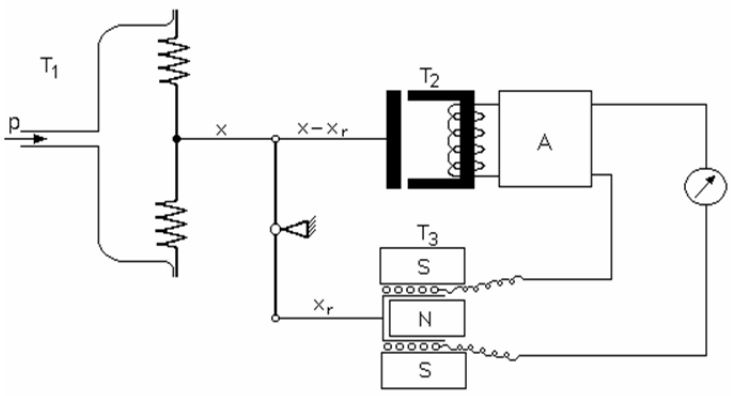


Fig. 2.15 *Traductor de presiune cu compensare.*

2.2.4 Traductoare în frecvență

Datorită utilizării pe scară tot mai largă a aparatelor de măsură digitale, este foarte utilă convertirea mărimilor de măsurat în semnale sinusoidale sau succesiuni de impulsuri. Printre marile avantaje ale sistemelor de măsură digitale trebuie amintite precizia ridicată şi raportul semnal/zgomot foarte bun.

Traductorul cu coardă vibrantă se foloseşte pentru măsurarea unor mărimi mecanice cum ar fi deformaţiile, forţele, presiunile etc. Funcţionarea sa se bazează pe însăşi expresia frecvenţei proprii de oscilaţie a unei coarde supusă unei tensiuni mecanice:

$$f = \frac{1}{2l_o}\sqrt{\frac{\sigma_o}{\rho}} = \frac{1}{2l_o}\sqrt{\frac{F_o}{\rho A}} \tag{2.29}$$

În această relaţie l_o este lungimea corzii, ρ - densitatea materialului acesteia, F_o - forţa care a tensionat coarda, A - aria secţiunii corzii şi $\sigma_O = F_O/A$ - efortul unitar. Deci coarda poate fi privită ca un rezonator electromecanic cu un factor de calitate ridicat a cărui frecvenţă de rezonanţă este determinată de tensiunea mecanică la care este supusă. Dacă o astfel de coardă este plasată între polii unui electromagnet şi este determinată să oscileze de către mărimea mecanică de măsurat, oscilaţiile mecanice pot fi convertite în oscilaţii electrice cu ajutorul unui traductor auxiliar (capacitiv sau inductiv). Aceste oscilaţii electrice sunt amplificate, apoi sunt aplicate electromagnetului şi se reîntorc în coardă sub forma unui curent. Ca urmare a interacţiunii dintre câmpul magnetic şi curentul electric din coardă, asupra acesteia se exercită o forţă care va întreţine oscilaţiile corzii. Întregul ansamblu poate fi privit ca un sistem cu reacţie pozitivă.

Modularea în frecvenţă a unui oscilator

Traductoarele realizate pe acest principiu realizează modulaţia în frecvenţă a unui oscilator prin includerea în circuitul oscilant al acestuia a unui traductor inductiv sau capacitv, direct sau complex. Multe traductoare în frecvenţă se pretează la realizarea lor sub formă integrată, ele conţinând un traductor parametric sau generator şi un convertor tensiune (curent) - frecvenţă.

Traductorul cu reluctanţă variabilă este folosit pentru măsurarea frecvenţei de rotaţie a unor piese mecanice în mişcare. Schema lui de principiu este prezentată în Fig. 2.16. Roata dinţată, din material feromagnetic, este ataşată piesei a cărei frecvenţă trebuie măsurată. Variaţiile distanţei dintre roata dinţată şi miezul bobinei determină variaţii periodice ale fluxului magnetic, variaţii care vor determina apariţia unor impulsuri de tensiune la bornele acesteia. Din frecvenţa impulsurilor electrice poate fi calculată frecvenţa de rotaţie a piesei mecanice. Amplitudinea impulsurilor electrice este cu atât mai mică cu cât turaţia piesei scade (datorită micşorării vitezei de variaţie a fluxului magnetic), dar acest lucru poate fi compensat prin mărirea numărului de diniţi ai roţii dinţate. Avantajul acestei metode constă în lipsa contactului mecanic dintre traductor şi piesa în mişcare.

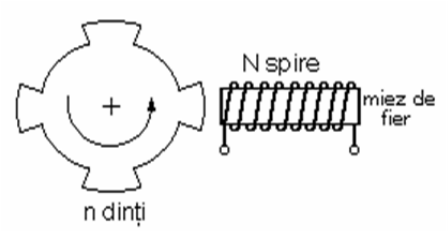


Fig. 2.16 *Traductor cu reluctanță variabilă.*

Acest tip de traductor poate fi realizat şi sub alte forme constructive: elice cu mai multe braţe la capătul fiecărui braţ fiind plasat un mic magnet, şuruburi de oţel introduse în tamburi de material nemagnetic sau lamele de turbine. Senzorul propriu-zis poate fi o bobină ca cea din figură sau un senzor magnetic integrat.

Traductoarele în impulsuri pot fi folosite la măsurarea turaţiilor dar şi a altor mărimi care pot fi convertite în turaţie, cum ar fi de exemplu debitul unui fluid care pune în mişcare o elice.

Traductoarele fotoelectrice se bazează pe intrarea în stare de conducţie a unei fotodiode odată cu iluminarea ei. Dacă fascicolul de lumină este întrerupt cu o anumită frecvenţă, atunci în circuitul diodei apar impulsuri de curent cu aceeaşi frecvenţă. Astfel pot fi măsurate turaţii, deplasări etc. Absenţa contactului mecanic cu piesa în mişcare constituie o caracteristică esenţială a acestui tip de traductor. Spre deosebire de traductorul cu reluctanţă variabilă, în cazul căruia frecvenţa limită inferioară este limitată, traductorul fotoelectric poate funcţiona până la viteze de deplasare oricât de mici sau chiar nule. În acest din urmă caz traductorul funcţionează ca traductor de deplasare.

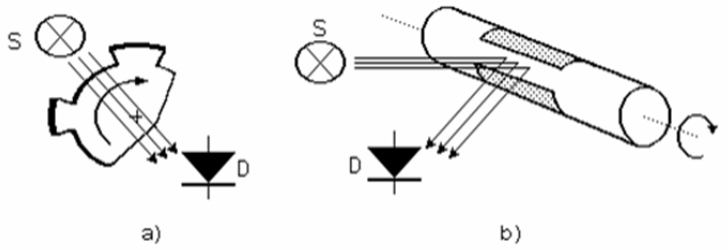


Fig. 4.17 *Traductoare fotoelectrice: cu transmisie (a) şi cu reflexie (b).*

Traductorul poate lucra în lumină transmisă (Fig. 2.17a) sau reflectată (Fig. 2.17b). De obicei, aceste tipuri de traductoare se realizează sub formă monolitică, sursa de radiaţie şi detectorul fiind fixate într-un bloc injectat de răşină termoplastică. Pentru evitarea influenţei luminii ambiante se lucrează cu radiaţii infraroşii.

2.2.5 Traductor de viteză pentru gaze

Pentru măsurarea vitezei de curgere a gazelor se foloseşte *traductorul de durată în impuls*. Principiul lui de funcţionare este prezentat în Fig. 2.18.

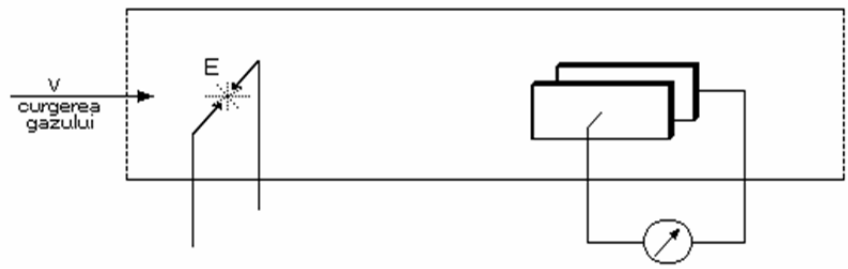


Fig. 2.18 *Traductor pentru măsurarea vitezei de curgere a unui gaz.*

În conducta prin care curge gazul se plasează o pereche de electrozi supuşi la impulsuri de tensiune capabile să producă ionizarea atomilor sau moleculelor gazului şi o pereche de armături supusă şi ea unei tensiuni electrice, dar continuă şi mai mică. Intensitatea curentului prin circuitul perechii de armături depinde de conductibilitatea electrică a gazului. Distanţa dintre electrozi şi armături este cunoscută. Impulsul de tensiune aplicat perechii de electrozi produce un "pachet" de ioni care este transportat de curentul de gaz

spre perechea de armături. La traversarea lor, datorită conductibilității mai mari a gazului, în circuitul exterior apare un impuls de curent. Dacă secțiunea tubului prin care curge gazul este constantă și cunoscută, determinarea debitului lui se reduce la determinarea vitezei de curgere. Aceasta se poate poate face din măsurarea intervalului de timp dintre impulsul de ionizare și impulsul din circuitul armăturilor. Tot din clasa traductoarelor în durată de impuls fac parte și traductoarele care utilizează impulsuri de ultrasunete pentru măsurarea de grosimi, nivele de fluide în recipiente, debite (prin efect Doppler), pentru defectoscopie etc.

2.3 TRADUCTOARE DE TEMPERATURĂ

Măsurarea temperaturii se bazează pe diferite fenomene şi efecte fizice, în care variația ei determină modificări ale unor proprietăţi sau caracteristici ale materialelor: variaţia dimensiunilor geometrice, variaţia rezistenţei electrice, apariţia unei tensiuni electromotoare de-a lungul joncţiunii a două metale, variaţia intensităţii radiaţei emise, variația frecvenţei de rezonanţă a unui cristal de cuarţ etc. Acurateţea procesului de măsurare a temperaturii este foarte importantă pentru cele mai multe aplicaţii de control a diferitelor procese tehnologice.

Din punct de vedere practic, intervalul de temperatură de interes general pe Pământ este cuprins între 0 şi 20000K, el putând fi restrâns până la 0-5000K pentru majoritatea aplicațiilor ştiințifice şi industriale. Cu toată această restrângere, intervalul de temperaturi este foarte mare şi el nu poate fi acoperit de un singur tip traductor de temperatură. De aceea, una din restricțiile care se impun la utilizarea traductoarelor de temperatură este intervalul util în care un traductor poate funcționa. Alți parametri importanți sunt precizia de măsurare, dimensiunile, sensibilitatea, stabilitatea, liniaritatea sau timpul de răspuns.

Cele mai obişnuite dispozitive de măsurare a temperaturii sunt: termometrele cu *lichid*, termometrele *manometrice*, termometrele *bimetalice*, *termocuplurile*, *termorezistoarele* metalice, *termistoarele*, termometrele cu *cuarţ*, *pirometrele de radiație*. Dintre acestea, primele trei sunt traductoare care nu necesită dispozitive electronice pentru a putea măsura temperatura. În *Tabelul 2.3* sunt prezentate patru dintre cele mai utilizate tipuri de traductoare de temperatură.

Tabelul 2.3

Tip de traductor	**Domeniul de temperaturi [^oC]**	**Caracteristici**	**Observaţii**
cu SEMICONDUCTORI	-55 ... +150	○ liniaritate ○ repetabilitate ○ sensibilitate 10mV/K sau 10μA/K	○ necesită o sursă de excitare
TERMOCUPLU	-184 ... +2300	○ caracteristici repetabile	○ necesită o joncţiune rece compensatoare
cu REZISTENȚĂ VARIBILĂ	-200 ...+850	○ liniaritate bună ○ acurateţe	○ necesită o sursă de excitare ○ cost redus
TERMISTORUL	-75 ... +300	○ liniaritate slabă ○ sensibilitate bună	○ necesită o sursă de excitare

Senzorii de temperatură cu semiconductori se pretează la realizarea lor sub formă integrată, au un nivel mare al semnalului de ieşire dar acoperă un domeniu relativ restrâns de temperaturi. Termometrele cu rezistenţă metalică au o acurateţe şi o liniaritate mai bune, dar necesită o sursă de energie de excitare şi un circuit de masură de tip punte. Termistorii au cea mai mare sensibilitate dar sunt puternic neliniari. În cele ce urmează vom face câte o scurtă prezentare fiecăreia dintre aceste clase de traductori de temperatură.

2.3.1 Senzori cu dispozitive semiconductoare

Intensitatea curentului prin joncțiunea unei diode semiconductoare aflată în stare de conducție (polarizare directă) poate fi scrisă cu o foarte bună aproximaţie ca:

$$I \cong I_s e^{\frac{eu_d}{kT}} \tag{2.30}$$

Relaţia este valabilă şi pentru juncţiunea bază-emitor a unui tranzistor bipolar (Fig. 2.19).

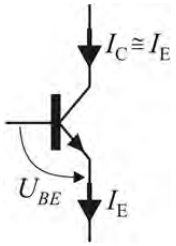


Fig. 2.19 *Tensiunea bază-emitor a unui tranzistor bipolar depinde temperatură (ec. 3.32).*

Neglijînd contribuţia curentului de bază la curentul de colector, se poate scrie:

$$I_C \cong I_s e^{\frac{eU_{BE}}{kT}} \tag{2.31}$$

Exprimând tensiunea dintre bază şi emitor din relaţia precedentă:

$$U_{BE} = \frac{kT}{e} \ln \frac{I_C}{I_s} \tag{2.32}$$

vom observa că aceasta este direct proporţională cu temperatura mediului în care se află joncţiunea. Pe această dependenţă se bazează folosirea unor structuri integrate cu tranzistori pentru măsurarea temperaturii. La temperatura de 300K mărimea raportului *kT/e* este de 26 mV.

Considerând o structură formată din **n** tranzitori identici conectaţi în paralel (Fig. 2.20), curenţii de colector ai tranzistorilor vor fi şi ei identici, astfel încât curentul total de colector al structurii va fi:

$$I_C = I_{C1} + I_{C2} + ... + I_{Cn} = nI_s e^{\frac{eU_{BEn}}{kT}} \tag{2.33}$$

Astfel, tensiunea dintre bazele şi emitorii tranzistorilor va avea expresia:

$$U_{BEn} = \frac{kT}{e} \ln \frac{I_C}{nI_s} \tag{2.34}$$

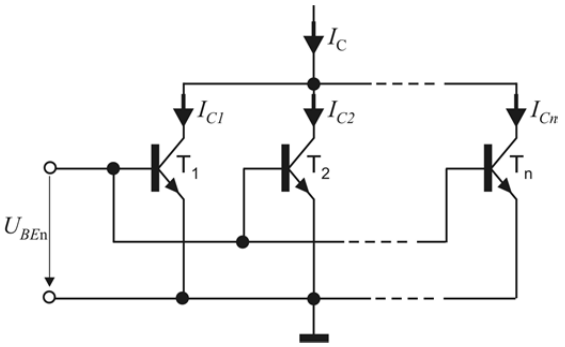


Fig. 2.20 *Sensibilitatea unui senzor de temperatură poate fi mărită prin conectarea în paralel a mai multor tranzistori bipolari.*

Dacă o astfel de structură se asociază cu încă un tranzistor (T_{11}) identic cu primii şi cu o oglindă de curent (T_{12} şi T_{13}), se realizează un senzor de temperatură ca cel din Fig. 2.21. Oglinda de curent asigură egalitatea curenţilor de colector pentru tranzistorul T_{11} şi pentru structura T_1, T_2, ..., T_n. Tensiunea dintre baza şi emitorul tranzistorului T_{11} este dată de expresia (2.32) iar tensiunea U_{BEn} va fi cea dată de relaţia (2.34). Între tensiunile marcate în figură există relaţia:

$$U_{BE} = U_{BEn} + U_{ies} \tag{2.35}$$

sau:

$$\frac{kT}{e}\ln\frac{I_C}{I_s}=\frac{kT}{e}\ln\frac{I_C}{nI_s}+U_{ies} \tag{2.36}$$

astfel încât expresia tensiunii de ieşire va fi:

$$U_{ies}=\frac{kT}{e}\ln n \tag{2.37}$$

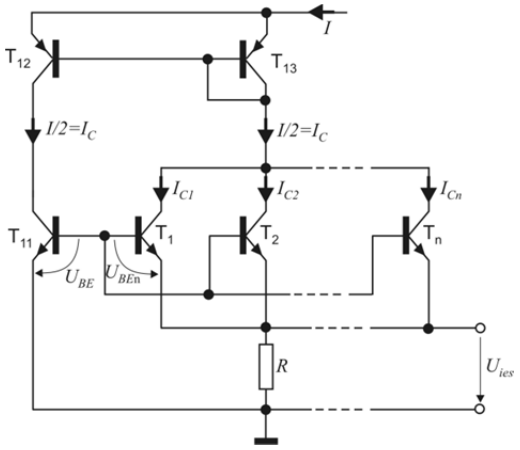
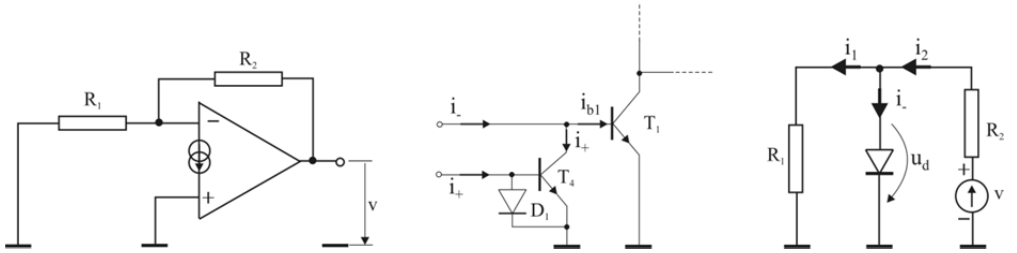


Fig. 2.21 *Aria de tranzistori ca senzor de temperatură.*

Pe acelaşi principiu fizic se bazează folosirea amplificatorului Norton ca senzor de temperatură. Conexiunea care trebuie realizată atunci când amplificatorul Norton este folosit în acest scop este prezentată în Fig. 2.22a.



a) b) c)

Fig. 2.22 *Amplificatorul Norton ca senzor de temperatură.*

Joncţiunea bază-emitor a tranzistorului T_1 din structura internă a amplificatorului (în Fig. 2.22b este prezentată doar partea de intrare a acestuia) este polarizată direct de către tensiunea de ieşire care apare ca urmare a alimentării amplificatorului cu tensiunea V_+. Expresia tensiunii de ieşire poate fi calculată pe folosind schema echivalentă din Fig. 2.22c, pe baza căreia pot fi scrise relaţiile $i_- << i_1, i_2 \Rightarrow i_1 \cong i_2$, $i_1=\frac{u_d}{R_1}$ şi $\mathrm{v}=i_2R_2+i_1R_1$, în final rezultând:

$$\mathrm{v}=u_d\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) \tag{2.38}$$

Considerând constante valorile rezistenţelor din circuit, din relaţia (2.38) se observă că tensiunea de ieşire depinde exclusiv de tensiunea joncţiunii bază-emitor a tranzistorului T_1. Este cunoscut faptul că pentru o joncţiune de Si, tensiunea în polarizare directă este dependentă de temperatură. Ea variază cu aproximativ *-2mV/°C*, astfel încât pe baza relaţiei (2.38) poate fi scrisă expresia variaţiei a tensiunii de ieşire:

$$\Delta\mathrm{v}=-2\cdot\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\left[\frac{\mathrm{mV}}{^0C}\right] \tag{2.39}$$

Variaţia tensiunii de ieşire poate fi scalată alegând în mod adecvat raportul R_2/R_1. Astfel, dacă dorim ca tensiunea de ieşire să varieze cu 10mV la o variaţie a temperaturii cu 1°C, se alege $R_2/R_1=4$.

Un astfel de senzor este sensibil chiar şi la variaţiile de temperatură datorate contactului cu corpul uman. El poate fi folosit ca senzor de nivel de temperatură dacă semnalul de la ieşirea sa este aplicat la intrarea unui comparator de tensiune care poate fi realizat tot cu un amplificator Norton.

2.3.2 Termocuplul

Am văzut în capitolul precedent că Efectul Seebeck este conversia unei diferenţe de temperatură direct în electricitate. Acest efect stă la baza funcţionării traductoarelor de temperatură numite termocupluri. Atunci când o pereche de două metale diferite sunt sudate astfel încât să formeze o buclă închisă (Fig. 2.23) iar cele două joncţiuni sunt plasate în medii cu temperaturi diferite, bucla va fi parcursă de un curent electric a cărui intensitate depinde de diferenţa dintre temperaturile joncţiunilor.

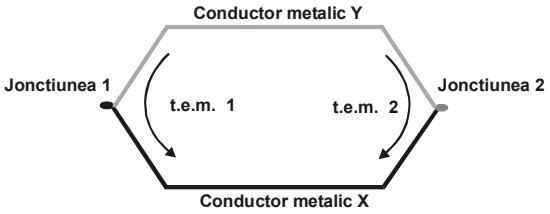


Fig. 2.23 *Genararea tensiunii electrice într-o buclă din metale diferite*.

Pentru aceleaşi două metale diferite şi o aceeaşi diferenţă de temperatură dintre joncţiuni, tensiunea electromotoare netă (suma algebrică a celor două t.e.m.) este aceeaşi. Ea poate fi măsurată şi calibrată în unităţi de masură a temperaturii.

Dacă cele două joncţiuni se află la aceeaşi temperatură, tensiunea electromotoare netă este nulă. În momentul în care temperatura uneia dintre cele două joncţiuni începe să se modifice apare o t.em. netă care este cu atât mai mare cu cât diferenţa dintre temperaturi este mai mare. Acesta este principiul pe care se bazează funcţionarea termocuplului.

O buclă ca cea din Fig. 2.23 poate fi folosită pentru măsurarea temperaturii dintr-o incintă dacă unul din cele două fire metalice este întrerupt şi în circuit se intercalează un voltmetru cu impedanţă de intrare foarte mare (Fig. 2.24). Voltmetrul va măsura suma algebrică a tensiunilor de pe cele două joncţiuni.

Una dintre joncţiuni (*joncţiunea de măsură* sau joncţiunea *caldă*) va reprezenta joncţiunea de măsură. În majoritatea cazurilor ea este introdusă într-o într-o manta protectoare, formând împreună *sonda de măsură*. Ea este plasată în mediul a cărui temperatură vrem să o măsurăm. Mărimea şi sensul curentului care va parcurge circuitul atunci când joncţiunile se află la temperaturi diferite depinde de diferenţa de temperatură şi de tipul metalelor folosite. De regulă, tensiunea rezultantă este mică (de ordinul mV). Voltmetrul conectat în circuit reprezintă „ieşirea” pentru utilizator şi este calibrat în unităţi de temperatură.

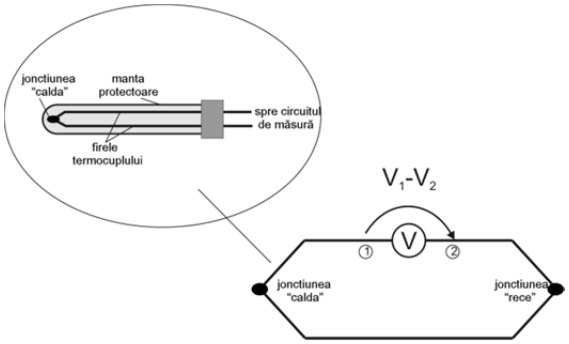


Fig. 2.24 *Termocuplul*.

Pentru o bună acurateţe a rezultatelor, cea de a doua joncţiune (*joncţiunea de referinţă* sau joncţiunea *rece*) trebuie menţinută la o temperatură constantă, eliminând astfel erorile datorate driftului termic. Joncţiunea de referinţă este denumită şi joncţiune rece, chiar dacă temperatura ei (de regulă 0^oC) poate fi mai mare decât temperatura joncţiunii de măsură. Tensiunea rezultantă nu este influenţată de dimensiunile conductorilor, de ariile suprafeţelor joncţiunilor sau de modul în care sunt sudate metalele.

Metalele tipice folosite pentru construcţia termocuplurilor sunt rodiul, aliajele de nichel şi crom, aliajele de aluminiu şi nichel sau aliajele de nichel şi cupru. Metalele care se împerechează cu acestea sunt platina, cuprul şi fierul. Incinta de protecţie în care este introdusă joncţiunea de măsură trebuie să fie rezistentă atât din punct de vedere mecanic şi la mediile corozive.

În *Tabelul 2.4* sunt prezentate tipurile de termocupluri şi caracteristicile lor, precum şi notaţiile internaţionale folosite pentru ele, iar în Fig. 2.25 sunt reprezentate caracteristicile electrice ale lor.

Termocuplurile sunt folosite pe scară largă la măsurarea temperaturilor solidelor, lichidelor sau gazelor în furnale sau reactoare nucleare, la monitorizarea temperaturii în timpul operaţiilor medicale sau la măsurarea temperaturii obiectelor foarte mici, de exemplu a componentelor electronice semiconductoare.

Tabelul 2.4

Materiale pentru joncţiuni	**Variaţia de tenisiune pe tot intervalul de temperatură [mV]**	**Intervalul de temperatură recomandat [°C]**	**Notaţie ANSI**	**Caracteristici**
Pt 94% Rh 6% – Pt 70% Rh 30%	13,6	38...+1800	**B**	Liniaritate bună la temperaturi înalte
W95%Re5% - W 75% Re 25%	37	0...+2300	**C**	Adecvat pentru temperaturi înalte. Casant, greu de manipulat, costisitor.
Cromel - Constantan	75	0...+982	**E**	Cea mai mare sensibilitate. Derivă relativ mare în timp. Este nemagnetic.
Fier - Constantan	50	-184...+760	**J**	Cel mai ieftin
Cromel - Alumel	56	-184...+1260	**K**	Cea mai bună liniaritate. Relativ costisitor.
Platină – Pt 87% Rh 13%	18,7	0...+1593	**R**	Dimensiuni mici, timp de răspuns scurt. Poate fi utilizat în atmosfere oxidante.
Platină – Pt 90% Rh 10%	16	0...+1538	**S**	Idem
Cupru - Constantan	26	-184...+400	**T**	Rezistent la umiditate. Aplicaţii în industria alimentară, frigorifică şi în mediul înconjurător.
Cu - Aur şi cobalt	5,8	-265...0		Sensibilitate bună la temperaturi joase. Costisitor.

Cromel - aliaj 90%Ni + 10%Cr, *Constantan* - aliaj 55%Cu + 45%Ni, *Alumel* - aliaj Ni + Al

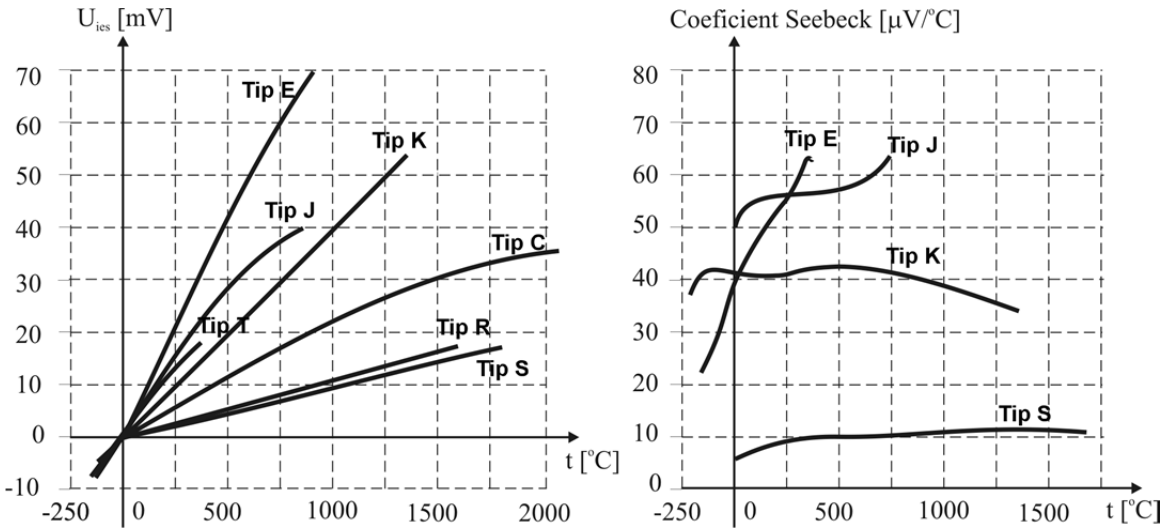


Fig. 2.25 *Caracteristicile termocuplurilor în funcţie de temperatură.*

În general termocuplurile sunt ieftine şi versatile. Utilizând termocupluri se pot măsura temperaturi de la -265^{o}C până la 2300^{o}C cu o precizie care depinde de naura metalelor folosite pentru construcţia lor. Dintre senzorii cu care temperatura se măsoară direct, termocuplurile acoperă cel mai larg domeniu de temperaturi. Ele răspund destul de rapid la variaţiile de temperatură dar au o acurateţe mai mică decât termometrele cu rezistenţă metalică.

La început, cea mai la îndemână metodă de menţinere la o temperatură constantă a joncţiunii de referinţă era plasarea ei într-o baie de apă cu gheaţă aflată la 0^{o}C. Azi este însă mult mai practic să se folosească metode electronice de realizare a tensiunii de referinţă corespunzătoare temperaturii de 0^{o}C, chiar dacă joncţiunea rece este la o altă temperatură. În Fig. 2.26 este prezentată o schemă bloc a unui circuit electronic destinat acestui scop.

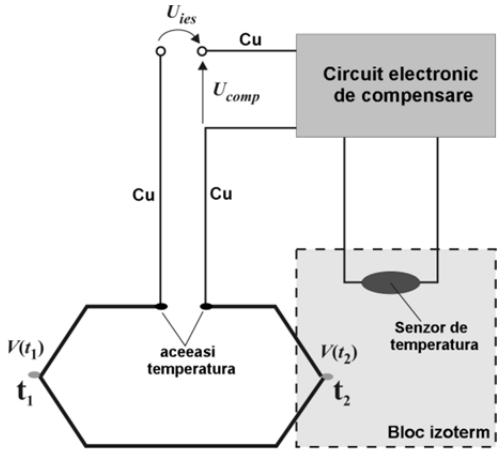


Fig. 2.26 *Compensarea electronică a temperaturii joncţiunii de referinţă.*

Joncţiunea de referinţă, aflată la o temperatură oarecare este plasată într-un bloc izoterm a cărui temperatură, t_2, este măsurată de un alt senzor de temperatură. Semnalul electric (curent sau tensiune) al senzorolui este aplicat unui circuit electronic care furnizează la ieşirea sa o tensiune ($\boldsymbol{U_{comp}}$) care compensează diferenţa dintre tensiunea joncţiunii la temperatura t_2 şi tensiunea ei la 0^{o}C. Circuitul electronic de compensare poate fi realizat, de exemplu, cu un amplificator operaţional conectat ca aplificator diferenţial.

Analizând schema din Fig. 2.26 se poate observa că:

$$U_{ies} - U_{comp} = V(t_1) - V(t_2) \tag{2.40}$$

Tensiunea de la ieşirea comparatorului este funcţie de temperatura blocului izoterm. Calibrarea dispozitivului de măsurare se face în felul următor: se plasează joncţiunea de măsură la 0^{o}C şi se ajustează amplificarea circuitului de compensare astfel încât tensiunea de ieşire să fie 0V. În aceste condiţii:

$$-U_{comp} = V(0^o C) - V(t_2) \tag{2.41}$$

Substituind tensiunea de la ieşirea comparatorului dată de relaţia (2.41) în expresia tensiunii de ieşire dată de relaţia (2.40), se obţine pentru tensiunea de ieşire la o temperatură oarecare t_1, expresia:

$$U_{ies} = V(t_1) - V(0^o C) \tag{2.42}$$

Este evident că relaţia precedentă este valabilă doar în condiţiile în care temperatura joncţiunii de referinţă este menţinută constantă prin intermediul blocului izoterm.

2.3.3 Senzori rezistivi

Termometrele cu rezistenţă metalică acoperă un domeniu relativ larg de temperaturi, fiind folosite pentru măsurarea temperaturii gazelor şi lichidelor, a temperaturii suprafeţelor unor solide sau temperatura din interiorul unor solide uşoare. Ele sunt stabile şi rezistente la condiţii de mediu neprietenoase, fiind folosite

des în industria chimică (pentru măsurarea temperaturii lichidelor corozive sau pulberilor) sau industria alimentară (pentru măsurarea temperaturii produselor alimentare, cum ar fi carnea). Termometrele cu rezistenţă metalică au o acurateţe bună dar un răspuns lent în timp, fiind destul de fragile şi uneori scumpe.

Conductibilitatea electrică a unui metal depinde de deplasarea electronilor prin reţeaua sa cristalină. Datorită excitării termice, rezistenţa electrică a unui conductor metalic variază în funcţie de temperatură. Marea majoritate a metalelor au un coeficient de temperatură al rezistenţei pozitiv (rezistenţa electrică a lor creşte odată cu creşterea temperaturii). Pe domenii restrânse de temperatură dependenţa rezistenţei unui conductor metalic de temperatură este aproape liniară. Pe domenii mai largi de temperatură ea este neliniară şi poate fi scrisă ca în relaţia (1.3).

Această dependenţă de temperatură a rezisteţei electrice a metalelor stă la baza folosirii lor în termometrele cu rezistenţă metalică. Metalele cele mai folosite ca traductori de temperatură sunt *platina, cuprul* şi *nichelul*. Valorile standardizate (valori nominale) pentru rezistenţa la temperatura de referinţă R_o sunt 10, 50, 100, 500 şi 1000 ohmi. În *Tabelul 2.5* sunt prezentate caracteristicile acestor materiale, cu precizarea că ele se referă la termometre cu rezistenţa nominală de 100 Ω.

Tabelul 2.5

Caracteristici/Material	**Platină**	**Nichel**	**Cupru**
Rezistivitatea la 0^{o}C [$\Omega^{-1}m^{-1}$]	$9{,}83\times10^{-8}$	$63{,}8\times10^{-8}$	$15{,}6\times10^{-8}$
$\frac{R_{100}-R_o}{100R_o}$ [$^oC^{-1}$]	$3{,}85\times10^{-3}$	$6{,}17\times10^{-3}$	$4{,}26\times10^{-3}$
α [$^oC^{-1}$]	$3{,}92\times10^{-3}$	$5{,}43\times10^{-3}$	-
β [$^oC^{-2}$]	$-0{,}558\times10^{-6}$	$7{,}85\times10^{-6}$	-
Domeniul de temperaturi măsurabile [^{o}C]	-200...+600	-100...+250	-200...+150

Dintre metalele menţionate în *Tabelul 2.5* folosite ca senzori rezistivi de temperatură cel mai folosit este *platina*. Deşi este foarte scumpă, ea are avantajul de a fi un material de referinţă pentru standardele internaţionale. Platina este un metal stabil şi are calitatea de a nu se volatiliza apreciabil la temperaturi până la 1000^{o}C. În schimb ea poate fi contaminată de gaze în atmosfere reducătoare şi acţionează ca un catalizator în prezenţa anumitor hidrocarburi. De aceea termometrele cu fir de platină sunt de obicei încapsulate. *Nichelul* cu un grad înalt de puritate are cea mai mare variaţie a rezistenţei cu temperatura între 0 şi 100^{o}C. Peste 300^{o}C coeficientul său de temperatură scade brusc iar caracteristica sa devine puternic neliniară. *Cuprul* se oxidează uşor şi îşi pierde puritatea, ceea ce îl face mai puţin utilizabil. Pentru măsurarea temperaturilor de peste 1000^{o}C poate fi utilizat *wolframul*.

Expresia $\frac{R_{100}-R_o}{100R_o}$ reprezintă un parametru adiţional pentru caracterizarea termometrelor cu rezistenţă metalică, parametru cunoscut sub denumirea de coeficient mediu de temperatură între 0 şi 100^{o}C.

În funcţie de aplicaţia concretă căreia îi sunt destinate există diverse configuraţii geometrice în care sunt construiţi senzorii termometrelor cu rezistenţă metalică. În Fig.2.27 este prezentată schematic una dintre ele. Firul metalic este înfăşurat pe un tub ceramic şi fixat în interiorul unei incinte de protecţie formând *sonda de temperatură*. Ea este conectată în ramura de măsură a unei punţi Wheatstone de curent continuu. După ce puntea a fost echilibrată la temperatura de referinţă tensiunea de dezechilibru ei va fi funcţie temperatură. Ea va fi indicată de către voltmetrul din ramura de măsură a punţii care estre etalonat în unităţi de temperatură. Curentul care parcurge senzorul rezistiv trebuie să fie suficient de mic, astfel încât să nu determine creşterea temperaturii acestuia prin efect Joule. Practic, se acceptă o creştere cu maximum 0,5^{o}C a temperaturii senzorului datorată curentului de excitare. Un alt efect care poate introduce erori în procesul de măsurare este căderea de tensiune pe firele de conexiune dintre senzor şi sistemul de măsură, mai ales dacă acestea sunt lungi şi au rezistenţe comparabile cu rezistenţa senzorului. Acest efect poate fi compensat prin adăugarea unor conductori de compensare în ramura punţii adiacentă cu sonda, ca în Fig. 2.27, sau folosind *metoda*

celor 4 fire (*conexiunea Kelvin*). Această metodă se foloseşte mai ales atunci când distanţa de la sondă la sistemul de măsură şi afişare a temperaturii este mare. O astfel de sondă este prezentată în Fig. 2.28.

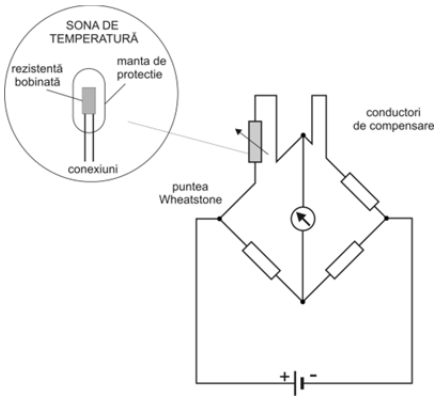


Fig.2.27 *Conectarea unui senzor rezistiv într-o punte de măsură*.

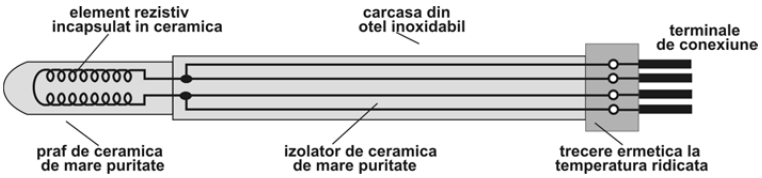

element rezistiv incapsulat in ceramica
carcasa din otel inoxidabil
terminale de conexiune
praf de ceramica de mare puritate
izolator de ceramica de mare puritate
trecere ermetica la temperatura ridicata

Fig. 2.28 *Sondă rezistivă pentru măsurarea temperaturii*.

Schema electrică echivalentă a sondei şi conexiunile de măsură sunt prezentate în Fig.2.29. Alimentarea sondei se face cu o sursă de curent constant aflată în apropierea ei, prin conductoare scurte. Măsurarea tensiunii pe senzorul rezistiv se face fie cu un voltmetru digital cu impedanţă de intrare foarte mare, etalonat în unităţi de temperatură, fie cu un amplificator operaţional sau de instrumentaţie. În ambele cazuri curentul care parcurge conductoarele de măsură este foarte mic, astfel încât căderea de tensiune pe ele este mult mai mică decât căderea de tensiune pe senzorul rezistiv.

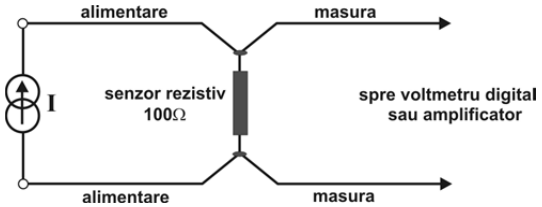


Fig. 2.29 *Conexiunea Kelvin*.

2.3.4 Termistorul

Termometrele cu rezistenţe metalice bobinate au dezavantajul variaţiei mici a rezistenţei cu temperatura. Termistorii (abrevierea de la *thermal resistor*, *engl.*) folosesc acelaşi principiu de măsurare a temperaturii, dar variaţia cu temperatura a rezistenţei lor este mult mai mare (de peste 100 de ori) decât cea a senzorilor rezistivi metalici. Aceasta se întâmplă deoarece ei sunt confecţionaţi din materiale semiconductoare, mult mai sensibile la variaţiile de temperatură decât metalele.

Termistorii sunt amestecuri de oxizi ai pământurilor rare, Mn, Cr, Ni, Co, amestecaţi cu o pulbere fină de cupru. Nu se folosesc oxizi de germaniu sau siliciu, care de obicei sunt utilizaţi la confecţionarea dispozitivelor semiconductoare (diode, tranzistori, circuite integrate etc.).

Pentru măsurarea temperaturilor în intervalul -75 ... +75^{o}C se folosesc termistori cu rezistenţe sub 1kΩ. În intervalul 75 – 150^{o}C se folosesc termistori cu rezistenţe de pînă la 100kΩ, iar în intervalul 150 – 300^{o}C termistori cu rezistenţe mai mari de 100kΩ.

În mod normal, rezistenţa unui termistor scade odată cu creşterea temperaturii. De aceea ei se numesc termistori cu coeficient negativ de temperatură (NTC – *negative temperature coefficient*). Există şi termistori cu coeficient pozitiv de temperatură dar ei sunt folosiţi foarte rar.

Dependenţa dintre rezistenţă şi temperatură este exponenţială (deci neliniară) şi este exprimată prin relaţia:

$$R_T = R_o e^{\beta\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{T_o}\right)} \tag{2.43}$$

unde R_T este rezistenţa termistorului la temperatura absolută T [K], R_o este rezistenţa termistorului la temperatura absolută de referinţă T_o [K] iar β este o constantă caracteristică materialului termistortului, depinzând de compoziţia materialului acestuia şi de tehnologia de fabricaţie. El este în strânsă legătură cu banda interzisă ΔE_g a materialului semiconductor:

$$\beta = \frac{\Delta E_g}{2k_B} \tag{2.44}$$

k_B fiind constanta Boltzmann. Conform relației (2.43) coeficientul β poate fi calculat prin măsurarea rezistenței termistorului la două temperaturi diferite,

$$\beta = \frac{1}{\frac{1}{T_1}-\frac{1}{T_2}} \cdot \ln\frac{R_1}{R_2} \tag{2.45}$$

având valori uzuale cuprinse în domeniul 3000-5000K. În relaţia (2.45) T_1 şi T_2 sunt temperaturi specificate, de regulă 273,15K (0^oC) şi 323,15K (50^oC), iar R_1 şi R_2 sunt valorile rezistenţei termistorului la aceste temperaturi. Cunoscându-l acum pe β, se poate calcula lărgimea benzii interzise a semiconductorului din care este fabricat termistorul.

În multe cataloage termistorii sunt caracterizaţi şi prin coeficientul α, definit ca:

$$\alpha = \frac{1}{R_T} \cdot \frac{dR_T}{dT} \tag{2.46}$$

El este exprimat în % per ^oC. Cu cât coeficienţii α şi β sunt mai mari, cu atât variaţia per ^oC a rezistenţei termistorului este mai mare, adică el are o sensibilitate mai bună.

Termistorii se produc sub mai multe forme geometrice: disc, mărgea, bară (Fig.2.30).

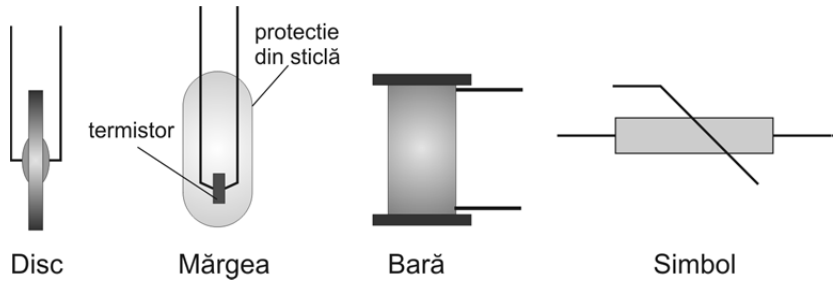


Fig. 2.30 *Termistori.*

Pentru măsurarea temperaturii, termistorul poate fi conectat în ramura de măsură a unei punţi Wheatstone, într-o manieră similară conectării rezistenţei metalice (Fig.2.27). El are un simbol propriu care-l deosebeşte de cel al unei rezistenţe obişnuite. Termistorul se poate încălzi şi datorită trecerii prin el a unei părţi din curentul care alimentează puntea, determinând o eroare, un drift, în precizia de măsurare. Compensarea acestei erori se face prin conectarea în punte a unui al doilea termistor, identic cu primul şi menţinerea lui la o temperatură de referinţă constantă. In cazul termistorilor cu rezistenţe de ordinul kΩ-lor efectul rezistenţei firelor de conexiune poate fi neglijat şi nu se pune problema folosirii unor conexiuni de tip Kelvin.

Termistorii pot fi fabricaţi la dimensiuni foarte mici şi rezistenţe mari şi au un răspuns rapid la variaţiile de temperatură. Domeniul de temperaturi acoperit este -100 ... +300 ^oC, dar este posibilă şi măsurarea unor temperaturi mai mari. Ei pot fi folosiţi pentru măsurarea temperaturii în spaţii mici. Având o *bună repetabilitate* şi o *rezoluţie fină* pe domenii mici de temperatură, termistorii sunt foarte folosiţi în *aplicaţii*

medicale. De asemenea, sunt folosiţi pentru monitorizarea circuitelor electronice şi pot fi încapsulaţi în corpuri solide pentru a fi folosiţi ca sonde pentru măsurarea temperaturii suprafeţelor.

Deoarece variaţia cu temperatura a rezistenţei termistorilor este puternic neliniară, etalonarea instrumentului indicator este dificilă. De aceea se pune problema liniarizării răspunsului lor. Pe domenii restrânse de temperatură aceasta se poate realiza prin conectarea în paralel cu termistorul a unei rezistenţe (şunt). Valoarea rezistenţei se calculează astfel încât, *la mijlocul intervalului de temperatură considerat, valoarea rezistenţei echivalente* (termistor în paralel cu rezistenţa de liniarizare) *să fie egală cu media aritmetică a rezistenţelor echivalente la capetele intervalului de temperatură*.
Astfel, dacă:

R_1 - rezistenţa termistorului la temperatura t_1
R_2 - rezistenţa termistorului la temperatura t_2
R_m - rezistenţa termistorului la temperatura medie $(t_1 + t_2)/2$

valoarea rezistenţei de liniarizare, R_{lin}, se calculează din ecuaţia:

$$\frac{R_{lin}R_m}{R_{lin}+R_m} = \frac{\dfrac{R_{lin}R_1}{R_{lin}+R_1} + \dfrac{R_{lin}R_2}{R_{lin}+R_2}}{2} \tag{2.47}$$

În Fig. 2.31 sunt reprezentate dependenţele de temperatură ale rezistenţei unui termistor, a rezistenţei şunt de liniarizare şi a rezistenţei „liniarizate", pe un domeniu de temperatură de 100°C. Am folosit ghilimelele pentru că dependenţa de temperatură a rezistenţei echivalente nu este perfect liniară. La temperaturi cuprinse între temperatura minimă şi temperatura medie ea este ceva mai mare decât rezistenţa corespunzătoare dreptei care trece prin cele trei puncte definite anterior, iar la temperaturi cuprinse între temperatura medie şi temperatura maximă este ceva mai mică. Abaterile de la liniaritate sunt maxime la mijlocul celor două semi-intervale de temperatură.

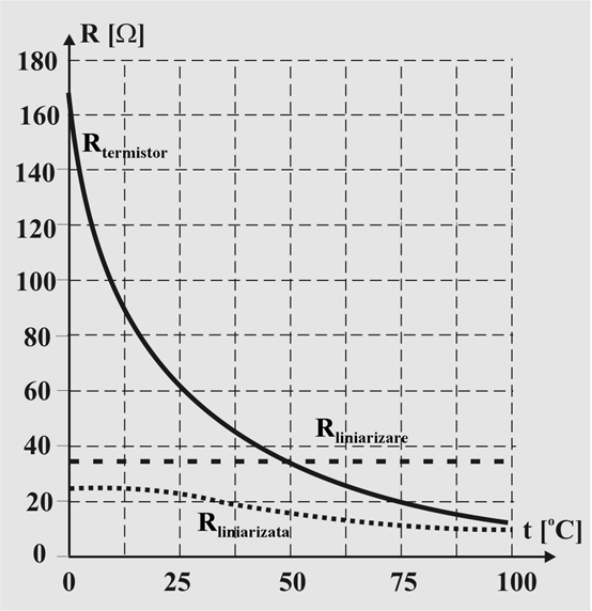


Fig.2.31 *Liniarizarea caracteristicii de răspuns a unui termistor*.

În practică, termistorul împreună cu rezistenţa şunt de liniarizare se montează într-o punte de curent continuu ca şi în cazul senzorilor rezistivi metalici (Fig. 2.27) al cărei răspuns se liniarizează cu un amplificator operaţional (***punte activă***). Grupul paralel format din termistor şi rezistenţa de liniarizare se conectează în ramura de reacţie negativă a amplificatorului operaţional. Pentru amplificarea semnalului de răspuns al punţii active la valoarea dorită, semnalul de la ieşirea punţii active se poate aplica la intrarea unui etaj de amplificare realizat tot cu un amplificator operaţional. Analiza unei astfel de punţi este făcută în secţiunea 4.2.2.

2.3.5 Termometrul cu cuarț

Termometrele cu cuarț se bazează pe modificarea frecvenței de rezonanță a unui cristal de cuarț în funcție de temperatură, dependența fiind în general liniară. Sensibilitatea obținută este aproximativ 1kHz/^{o}C. Pentru indicarea digitală a temperaturii se utilizează bătăile frecvenței de oscilație a cuarțului termosensibil, cu oscilațiile unui cuarț de referință, astfel încât bătăile nule să corespundă temperaturii de 0^{o}C. Pentru măsurători diferențiale cuarțul de referință poate fi înlocuit cu un al doilea cuarț termosensibil. Precizia metodei este de 0,01 - 0,1 ^{o}C și se poate aplica pentru măsurarea temperaturilor din intervalul -40 ... +250 ^{o}C.

Traductoarele cu cuarț mai au următoarele avantaje: au un timp de răspuns scurt (aprox. 1s), rezistă la accelerații mari (până la 10.000g) și presiuni ridicate (300 atm.) fără modificarea calibrării, iar măsurarea nu este afectată de conexiuni (datorită conversiei temperatură-frecvență sunt posibile măsurări chiar la distanțe mari).

2.3.6 Pirometrele de radiație

Pirometrele de radiație rezolvă problema măsurării fără contact mecanic cu corpul cald a temperaturilor mai mari de 1000 ^{o}C folosindu-se radiația emisă de corpul încălzit. Ele sunt prevăzute cu un sistem optic care colectează, uneori printr-un filtru, radiația infraroșie și vizibilă emisă de corp și o concentrează asupra unui detector. Din punct de vedere al radiației măsurate există două tipuri de pirometre: pirometre cu radiație totală și pirometre cu radiația parțială.

În *pirometrele cu radiație totală* se folosește întregul spectru de radiație al corpului căruia i se măsoară temperatura. O schemă de principiu a unui astfel de pirometru este dată în Fig. 2.32. Radiația emisă de obiectul de măsurat este focalizată de către lentila obiectiv L_1 pe suprafața unei plăcuțe de metal înnegrit (P). Sub acțiunea radiației incidente aceasta se încălzește, temperatura ei, care poate fi direct corelată cu temperatura obiectului, fiind măsurată cu termocuplul TC. Lentila ocular L_2 permite orientarea corectă a pirometrului către obiectul măsurat, filtrul F absoarbe radiația ultravioletă care ar putea afecta ochiul, iar diafragma D are deschiderea reglabilă și permite reglarea sensibilității.

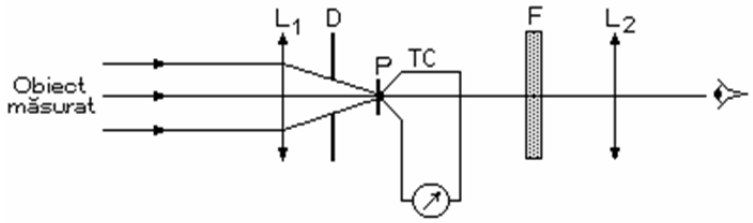


Fig. 2.32 *Pirometru cu radiație totală*.

Gama temperaturilor măsurate este cuprinsă între 600 și 2000^{o}C iar precizia metodei este de ordinul a 1%. Această metodă prezintă o eroare sistematică dependentă de emisivitatea obiectului vizat în comparație cu aceea a corpului negru cu care se face etalonarea. De aceea sunt necesare corecții care să țină seama de natura suprafeței corpului a cărui temperatură se măsoară.

Pirometrele cu radiație parțială selectează o bandă relativ îngustă din spectrul radiației corpului a cărui temperatură se măsoară, folosind în acest scop filtre adecvate (de aceea se mai numesc pirometre de bandă îngustă). De exemplu, pentru măsurarea temperaturilor înalte la metale se folosește deseori radiația cu lungimea de undă de 650 nm care reprezintă extremitatea roșie a spectrului vizibil, acolo unde emisivitatea metalelor este maximă (aceste aparate sunt numite "pirometre de strălucire"). Deoarece emisivitatea corpurilor în bandă îngustă nu variază atât de mult ca în spectrul întreg, la pirometrele cu radiație parțială eroarea datorată acestui factor este mai redusă decât la pirometrele cu radiație totală. În schimb, pirometrele cu radiație parțială sunt mai puțin sensibile din cauza energiei mici recepționate.

Ca și detectoare pentru conversia energiei radiației emise de corp în semnal electric se folosesc detectoarele termice, care produc un semnal electric datorită încălzirii lor (termocupluri, bolometre) și traductoarele fotoelectrice, care produc un semnal electric datorită eliberării de sarcini electrice sub acțiunea radiației incidente (fotomultiplicatoare, fotodiode, fototranzistoare). În general, detectoarele termice au un

răspuns uniform la energia repartizată în întregul spectru, pe când detectoarele fotoelectrice sunt foarte sensibile la lungimea de undă şi sunt uneori preferate pentru această calitate. Detectoarele fotoelectrice mai au avantajul unui timp de răspuns foarte scurt, ceea ce le permite măsurarea rapidă a temperaturii corpurilor în mişcare.

Dintre pirometrele cu radiaţie parţială, pirometrul cu dispariţia filamentului este poate cel mai utilizat, chiar dacă este supus subiectivităţii observatorului. Schema lui de principiu este prezentată în Fig. 2.33a. Obiectul se vizează prin luneta formată de lentilele L_1 şi L_2. Filtrul F selectează o linie monocromatică (de regulă 650 nm). Peste imaginea obiectului măsurat se suprapune imaginea filamentului din wolfram al unei lămpi cu incandescenţă B (Fig. 2.33b). Intensitatea *I* a curentului prin filament se reglează astfel încât strălucirea obiectului să coincidă cu cea a filamentului. În acest caz ochiul vede cum filamentul dispare pe fondul imaginii obiectului. Lampa fiind iniţial calibrată, intensitatea *I* a curentului va indica chiar temperatura obiectului.

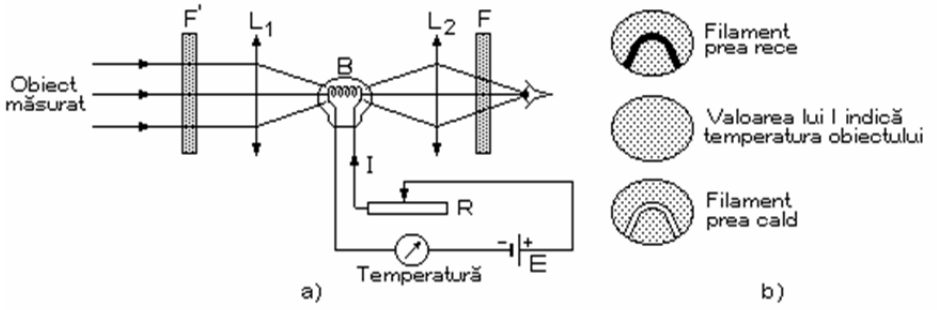


Fig. 2.33 *Pirometru cu dispariţia filamentului*.

Deoarece temperatura filamentului nu trebuie să depăşească 1500 ^{O}C (în caz contrar nu îşi mai menţine caracteristicile în timp), atunci când se măsoară temperaturi mai ridicate (până la 3000^{O}C) se intercalează un filtru absorbant F '. Gama valorilor de temperatură care se pot măsura cu această metodă este cuprinsă în intervalul 600 - 2000 ^{O}C cu o precizie de 0,5%.

2.4 TRADUCTOARE PENTRU SEMNALE RADIANTE

2.4.1 Traductoare fotoemisive

Aceste traductoare se bazează pe efectul fotoelectric extern, care constă în generarea de către un material, sub acţiunea unei radiaţii, a unor electroni liberi care se pot deplasa în afara lui. Efectul are loc numai pentru lungimi de undă mai mici decât o lungime de undă λ_o specifică fiecărui material, determinată de energia de extracţie, φ:

$$\lambda_o = \frac{1{,}2}{\varphi[eV]}[\mu m] \qquad (2.48)$$

Pentru lungimi de undă mai mici (frecvenţe mai mari), surplusul de energie al fotonilor se transformă în energie cinetică a electronilor şi în energie a fononilor generaţi.

Principalii fotodetectori care se bazează pe acest efect sunt fotodioda (celula fotoelectrică) şi fotomultiplicatorul. Sensibilităţile spectrale ale unor substanţe fotoemisive sunt prezentate în Fig. 2.34. Pentru realizarea fotocatozilor se preferă metalele alcaline (de ex. cesiu) deoarece au energia de extracţie mică, deci pot fi eficiente la lungimi de undă mai mari.

În cazul fotodiodei cei doi electrozi ai ei, catodul şi anodul, sunt închişi într-un balon vidat pentru a creşte drumul liber mediu al electronilor, astfel încât ei să străbată fără ciocniri (sau cu un număr minim de ciocniri) distanţa dintre catod şi anod. Valoarea tipică pentru curentul de saturaţie a fotodiodelor cu vid este de 1μA. Creşterea acestei valori de 3...10 ori se poate obţine introducând în tub un gaz cu potenţialul de ionizare cât mai mic (de regulă argon) la o presiune de aproximativ 10^{-3} atm. Ciocnirea atomilor gazului de către electroni determină ionizarea lor şi generarea de noi electroni care vor contribui la creşterea

fotocurentului. Dezavantajul fotodiodelor cu gaz este acela că ionii pozitivi accelerați spre catod îl vor bombarda și vor duce la o distrugere mai rapidă a acestuia.

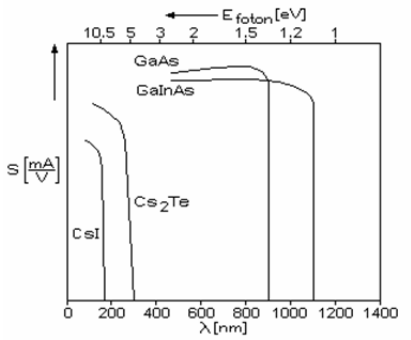


Fig. 2.34 *Sensibilități spectrale ale unor substanțe fotoemisive.*

Fotomultiplicatorul este un traductor fotoelectric de foarte mare sensibilitate, care combină efectul fotoemisiv cu efectul de emisie secundară de electroni de către electrozii (dinodele) bombardați de electronii primari. Astfel are loc o multiplicare a numărului de electroni primari generați de radiația luminoasă, deci o amplificare de ordinul $10^5 – 10^6$ a curentului inițial. Fiecare dinodă trebuie să aibă un potențial mai ridicat decât precedenta cu circa 80 - 100V, cerință care de regulă se realizează cu ajutorul unui circuit potențiometric (Fig. 2.35). Astfel, pentru un fotomultiplicator cu zece dinode, tensiunea anodică este de 800 - 1500V, iar curentul anodic obținut poate avea valori între 0.1 și 100μA, în funcție de tipul de fotomoltiplicator. Domeniul spectral acoperit de fotomultiplicatori se extinde din UV până în IR.

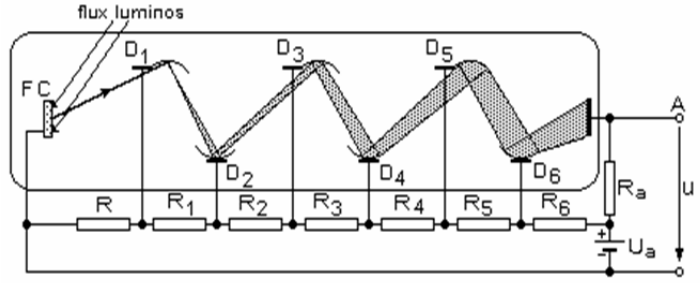


Fig. 2.35 *Fotomultiplicatorul.*

2.4.2 Traductoare fotoelectrice semiconductoare

Sub influența unui flux radiant incident într-un semiconductor se produc salturi ale electronilor din banda de valență în banda de conducție sau pe nivele introduse în banda interzisă de impuritățile donoare sau acceptoare. Pe baza acestui fenomen se realizează traductoare sensibile la un domeniu spectral foarte larg: de la radiațiile γ până la cele infraroșii. Totuși, domeniile cele mai studiate sunt infraroșul apropiat și vizibilul.

Fotorezistența

Prin iluminarea unui semiconductor, în volumul său are loc o generare de purtători prin trecerea electronilor din banda de valență în banda de conducție, obținându-se o creștere a intensității curentului pentru o valoare constantă a tensiunii la care este supus (Fig. 2.36). Generarea de perchi electron-gol are loc pentru frecvențe ale fotonilor mai mari decât anumite valori limită dependente de natura semiconductorului. Ca urmare a acestui proces se produce o variație a conductibilității electrice a acestuia:

$$\Delta\sigma = e(\Delta n\mu_n + \Delta p\mu_p) \tag{2.49}$$

unde Δn și Δp reprezintă numărul suplimentar de electroni și goluri creat prin iluminare, iar μ_n și μ_p sunt mobilitățile lor. Prin aplicarea unei tensiuni U la bornele fotorezistenței, în prezența iluminării intensitatea curentului prin semiconductor este suma dintre "curentul de întuneric" ($I_o = k\sigma_o U$, σ_o fiind conductibilitatea în absența iluminării iar k, o constantă de proporționalitate) și curentul datorat acesteia:

$$I = I_o + k\Delta\sigma U \tag{2.50}$$

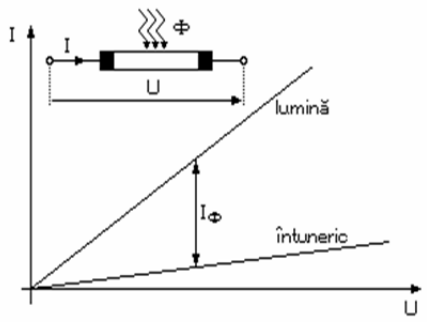


Fig. 2.36 *Caracteristici volt-amperice ale fotorezistenței*.

Pentru fotorezistențe se definesc două mărimi caracteristice pentru sensibilitatea lor: *sensibilitatea integrală,* care este raportul dintre intensitatea curentului datorată iluminării, I_Φ și fluxul incident Φ:

$$S_\Phi = I_\Phi / \Phi \tag{2.51}$$

și *sensibilitatea specifică*:

$$S_{\Phi s} = I_\Phi / \Phi U \tag{2.52}$$

în care se ține seama și de dependența intensității curentului de tensiunea aplicată la bornele rezistenței. Uneori, pentru a aprecia sensibilitatea unei fotorezistențe, se utilizează şi raportul dintre valoarea rezistenței la întuneric şi valoarea ei în prezența iluminării:

$$S_R = R_o/R_E \tag{2.53}$$

Această mărime (care este de fapt o sensibilitate relativă) se defineşte pentru o anumită valoare a iluminării E, deoarece dependența curentului de iluminare nu este liniară, observându-se în general o scădere a sensibilității integrale odată cu creşterea iluminării.

Materialele din care se realizează uzual fotorezistențele sunt:

- sulfura de plumb (PbS) pentru domeniul vizibil și IR
- sulfura de cadmiu (CdS) pentru domeniul vizibil, X şi γ
- amestecurile CdS - CdSe cu proprietăți diferite în funcție de concentrația seleniurii de cadmiu
- arseniura de indiu (InAs)
- seleniul impurificat cu teluriu (Te)
- în particular, pentru domeniul IR se folosesc compușii plumb-seleniu (PbSe), plumb-teluriu (PbTe) și indiu-stibiu (InSb). În general, pentru domeniul IR în care energia fotonilor este mai mică decât în vizibil, se folosesc semiconductori extrinseci cu nivele donoare sau acceptoare apropiate de banda de conducție, de tipul Ge sau Si dopat cu Au, Sb, Hg, Cu, Cd sau Zn.

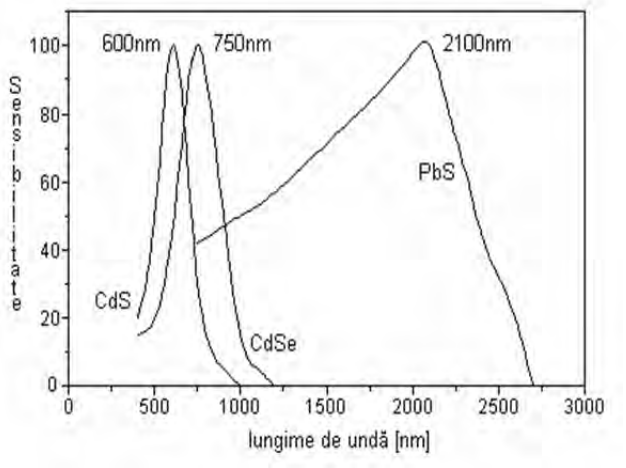


Fig. 2.37 *Caracteristici spectrale ale unor materiale fotorezistive*.

Caracteristica spectrală normalizată (Fig. 2.37) pune în evidență o lungime de undă de prag, corespunzătoare lărgimii benzii interzise, peste care efectul fotoelectric nu mai are loc. Valorile tipice pentru pentru parametrii caracteristici ai fotorezistențelor sunt următoarele:

- rezistența de întuneric: 0,1 - 100 MΩ
- suprafața: 10 - 100 mm^2
- tensiunea de lucru: 5 - 200V
- sensibilitatea specifică: 500 - 20000 μA/lmV
- variația curentului $I_Φ$ cu temperatura: -0,1 ... -3 %/^oC
- constanta de timp de răspuns a curentului $I_Φ$: 5μs - 5ms.

Fotodioda și fotoelementul

Într-o diodă a cărei joncțiune este iluminată se generează, în zona de sarcină spațială, goluri și electroni prin efect fotoelectric intern. Purtătorii majoritari generați fotoelectric sunt în număr mult mai redus decât cei existenți în structura fizică, astfel încât contribuția lor la determinarea valorii barierei de potențial va rămâne neglijabilă. Purtătorii minoritari generați fotoelectric vor fi antrenați în câmpul din regiunea joncțiunii, producând un curent invers prin diodă. Valoarea acestui curent, măsurată la scurtcircuitarea diodei, este proporțională cu iluminarea și cu aria joncțiunii și depinde de sensibilitatea detectorului:

$$I_m = S_Φ AE \tag{2.54}$$

Datorită curentului de purtători minoritari scade înălțimea barierei de potențial, ceea ce echivalează cu apariția unei polarizări U în sens direct. Aceasta conduce la apariția unui curent de purtători majoritari:

$$I_M = I_S \exp(eU/k_BT) \tag{2.55}$$

unde I_S este curentul de echilibru termic, e - sarcina electronului, k_B - constanta lui Boltzmann și T - temperatura absolută a joncțiunii. Astfel, curentul total prin joncțiunea semiconductoare în prezența iluminării ei este:

$$I_Φ = I_M - (I_S + I_m) = I_S[\exp(eU/k_BT) - 1] - I_m \tag{2.56}$$

În circuit deschis acest curent este nul și din relația precedentă rezultă pentru tensiunea pe diodă:

$$U = \frac{k_BT}{e} ln\left(1 - \frac{I_m}{I_s}\right) \tag{2.57}$$

Relațiile de mai sus rămân valabile și dacă U se înlocuiește cu valoarea unei tensiuni aplicate din exteriorul diodei. Se observă că dacă $U = 0$, se regăsește expresia curentului de scurtcircuit, $I_Φ = -I_m$.

În concluzie, se poate spune că particularitățile de funcționare ale unei fotodiode sunt următoarele:

- în scurtcircuit apare un curent invers a cărui valoare este proporțională cu iluminarea joncțiunii;
- în polarizare inversă, curentul invers este determinat de purtătorii minoritari generați optic, valoarea lui fiind practic independentă de tensiune și proporțională cu logaritmul incidenței luminoase.

În polarizare inversă dispozitivul lucrează în regim de *fotodiodă*, iar în polarizare directă, în regim de *fotoelement*.

În mod curent fotodiodele se realizează din germaniu (pentru domeniul spectral 400 - 1800 nm) și din siliciu (pentru 400 - 1100 nm).

Fototranzistorul și fototiristorul

Sensibilitatea fotodiodei ca traductor pentru fluxuri luminoase este relativ scăzută, ceea ce impune, în cazul unor fluxuri luminoase mici, o amplificare a semnalului de ieșire. Un traductor cu sensibilitate crescută, bazat tot pe principiul fotodiodei, este *fototranzistorul*. El este un tranzistor cu regiunea joncțiunii emitor-bază expusă iluminării, astfel încât controlul potențialului bazei să fie realizat prin intermediul intensității luminii. Terminalul bazei poate lipsi sau, dacă există, el permite un control suplimentar al

curentului de colector. Caracteristicile de ieşire ale unui fototranzistor sunt similare cu cele ale unui tranzistor obişnuit, cu deosebirea că, în locul parametrului U_{BE} apare iluminarea sau fluxul luminos (Fig. 2.38). *Fototiristorul* este compus dintr-un tiristor şi o diodă electroluminiscentă încapsulate monolitic. Ca urmare, caracteristicile de comandă vor fi cele ale diodelor electroluminiscente.

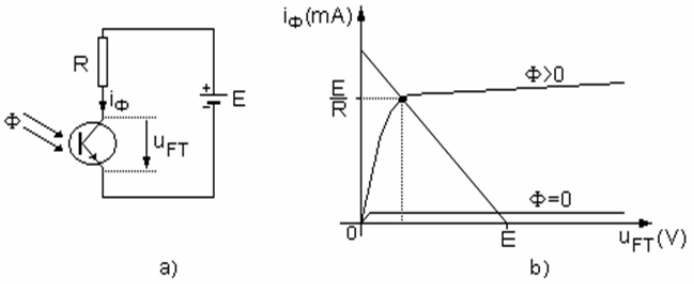


Fig. 2.38 *Fototranzistorul (a) şi caracteristicile lui volt-amperice (b).*

Optocuplorul

În multe domenii (energetic, industrial, biomedical etc.) apare necesitatea transmiterii de comenzi sau de informaţii prin semnale electrice *fără o conexiune electrică directă* între receptor şi emiţător. Această cerinţă se poate îndeplini întrerupând calea electrică şi folosind un cuplaj optic, semnalul electric fiind convertit mai întâi în semnal optic şi apoi din nou în semnal electric. Acest proces se poate realiza prin cuplarea unei diode electroluminiscente (LED) cu un element fotodetector (fototranzistor, fotodiodă, fotoelement), ansamblu care poartă denumirea de optocuplor. Sistemul este încapsulat într-un corp opac pentru a nu fi influenţat de sursele de lumină exterioare. Uneori optocuploarele includ şi circuite de îmbunătăţire a semnalului cum ar fi aplificatoarele sau circuitele de refacere a formei de undă a semnalului.

În general, fotodetectorul este un dispozitiv realizat pe bază de siliciu. Pentru creşterea randamentului de transfer energetic a semnalului electric este necesar ca fotoemiţătorul să genereze o radiaţie cu un spectru adaptat sensibilităţii spectrale a fotodetectorului, deci cu un maxim de energie în domeniul de lungimi de undă în care detectorul prezintă un maxim de sensibilitate. Pentru a satisface această cerinţă, LED-ul se realizează din arseniură de galiu (GaAs) cu emisie maximă în infraroşul apropiat (cca 850 nm).

Dispozitive cu cuplaj prin sarcină

Detectorii cu cuplaj prin sarcină (CCD - *charge coupled device*) sunt constituiţi din şiruri de condensatoare MOS (metal-oxid-semiconductor) realizate în aceaşi structură semiconductoare şi cuplate electric între ele, astfel încât transferul de sarcină să se poată face *secvenţial* de la unul la altul. Sarcina este generată în structura pn de sub condensatorii MOS constituiţi din electrozi, stratul izolator de SiO_2 şi semiconductor (Fig. 2.39a).

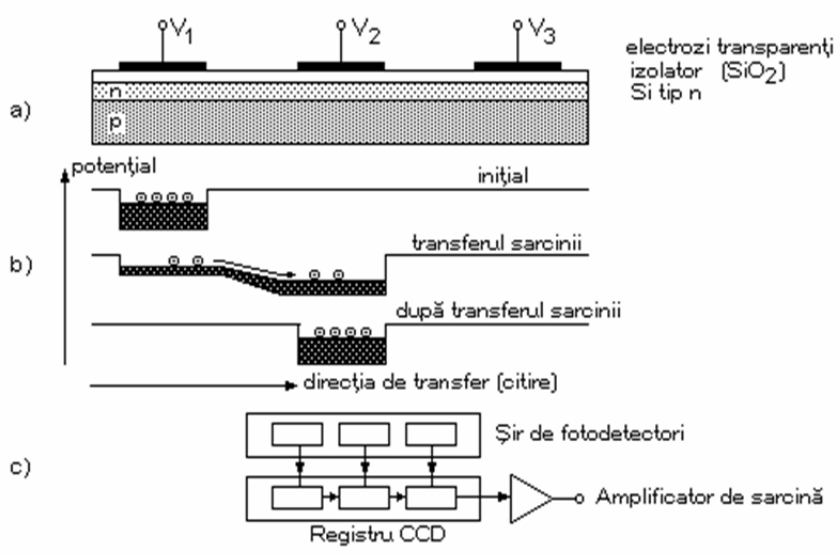


Fig. 2.39 *Principiul de funcţionare a CCD-urilor.*

Fiecare element CCD, constituit din câte un detector transparent și regiunea de sub el, formează un element fotosensibil care transformă fluxul luminos incident într-o sarcină electrică proporțională cu valoarea sa. Un lanț de astfel de detectori formează un registru unidimensional. Manipulând potențialele grilelor condensatoarelor MOS, aceste pachete de sarcină pot fi deplasate în lungul registrului (de exemplu de la stânga la dreapta, Fig. 2.39b), obținându-se la ieșire un semnal serie proporțional cu fluxul luminos corespunzător fiecărui punct al liniei de imagine (Fig. 2.39c).Prin poziționarea în paralel a unor astfel de regiștri CCD, se poate obține citirea unor imagini bidimensionale. Aceste traductoare își găsesc o largă aplicabilitate în sistemele videocaptoare în timp real utilizate în televiziune, în realizarea roboților industriali, în sistemele de supraveghere și nu în ultimul rând în memoriile cu acces secvențial.

Dezavantajul structurii este că în timpul transferului de sarcină, electronii continuă să fie impresionați optic, modificând astfel valorile sarcinilor transferate. Această deficiență poate fi eliminată fie utilizându-se un obturator care să oprească iluminarea în timpul transferului, fie utilizându-se un un dispozitiv similar doar cu rol de registru de deplasare, în care sarcina din șirul de traductori să fie transferată în bloc (transfer paralel) la anumite momente de timp.

2.5 TRADUCTOARE PENTRU MĂSURAREA VIDULUI

Dispozitivele folosite pentru măsurarea presiunilor mai mici decât presiunea atmosferică se numesc *vacuumetre*. Domeniul de presiuni care trebuie acoperit de aceste aparate de măsură este foarte larg, el extinzându-se pe aproape 14 ordine de mărime (10^{-11}-10^{-3} torr), adică de la presiunea urmelor de gaz și până la presiuni apropiate de cea atmosferică. Acest domeniu de presiuni nu poate fi acoperit de către un singur tip de vacuumetre, pentru domenii mai restrânse existând diferite tipuri de dispozitive bazate pe principii fizice diferite.

În general, vacuumetrele se pot grupa în două mari categorii:

- vacuumetre care *măsoară direct presiunea* gazului, cum ar fi vacuumetrele mecanice și cele cu lichid.
- vacuumetre care măsoară presiunea gazului *măsurând variația unor proprietăți fizice ale acestuia*, proprietăți care sunt direct dependente și influențate de presiune. Din această categorie fac parte de exemplu vacuumetrele termice și vacuumetrele cu ionizare. Principalele tipuri de vacuumetre și domeniile de presiune pe care le acoperă sunt prezentate în *Tabelul 2.6*.

Tabelul 2.6

Tip de vacuumetru	**Domeniu de presiuni [torr]**
Mecanic	$10^{3}...1$
Static, cu lichid cu compresie	$10^{3}...10^{-2}$
Termic	$10^{-1}...10^{-4}$
Radiometru dinamic	$10^{-2}...10^{-8}$
Cu ionizare	$10^{-1}...10^{-11}$

In continuare ne vom referi doar la unele tipuri de vacuumetre care fac parte din cea de a doua categorie din cele menționate anterior.

2.5.1 Vacuumetre termice și termoelectrice

Aceste vacuumetre se bazează pe dependența de presiune a conductibilității termice a gazelor, știut fiind că aceasta scade odată cu scăderea presiunii. La presiuni suficient de mici dependența dintre aceste două mărimi fizice este liniară. Principiul măsurării poate fi rezumat în felul următor: dacă un element încălzitor (de exemplu un filament de platină sau wolfram), acționat la o putere electrică constantă, este plasat în interiorul gazului a cărui presiune se măsoară, temperatura sa va fi cu atât mai mare cu cât presiunea este mai mică. Aceasta deoarece, odată cu scăderea presiunii, gazul preia o cantitate de căldură tot mai mică de la elementul încălzitor.

După modul în care este pusă în evidenţă variaţia de temperatură a filamentului se deosebesc vacuumetre termice (cu punte) şi vacuumetre termoelectrice (cu termocuplu).

Vacuumetrul termic (*Pirani*) - se mai numeşte şi vacuumetru cu punte deoarece traductorul face parte din una din ramurile unei punţi echilibrate de curent continuu (Fig. 2.40).

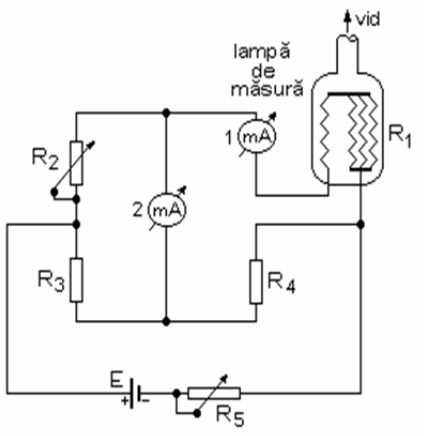


Fig. 2.40 *Schemă pentru măsurarea gradului de vid cu vacuumetrul Pirani*.

Traductorul propriu zis este o lampă de măsură în care este plasat elementul încălzitor, constituit dintr-un filament din platină montat în zig-zag (sau mai multe fire montate în paralel). Intensitatea curentului care alimentează filamentul este măsurată cu miliampermetrul mA1 şi este menţinută constantă cu ajutorul potenţiometrului R_5. La o presiune de referinţă filamentul se încălzeşte la o anumită temperatură şi puntea se echilibrează cu potenţiometrul R_2. Scăderea presiunii va determina creşterea temperaturii filamentului, deci şi a rezistenţei lui. Puntea se va dezechilibra, gradul de dezechilibru (evidenţiat de miliampermetrul mA2) fiind o indicaţie a variaţiei presiunii din recipientul în legătură cu care este pusă lampa de măsură. Pentru ca instrumentul de măsură să indice chiar presiunea din recipient, vacuumetrul se etalonează în prealabil la presiuni şi în condiţii de funcţionare cunoscute.

Pentru mărirea sensibilităţii şi a preciziei de măsură ale aparatului, în serie cu potenţiometrul R_2 se poate folosi o lampă de compensare identică cu lampa de măsură, dar vidată cât mai bine. În acest mod se elimină influenţa variaţiilor de temperatură ambientală asupra procesului de măsurare.

Vacuumetrul termoelectric (cu termocuplu)

Lampa de măsură a acestui vacuumetru are un filament încălzit prin trecerea unui curent constant, continuu sau alternativ, a cărui temperatură se măsoară cu un termocuplu sudat în centrul filamentului (Fig. 2.41). Temperatura filamentului este limitată la aprox. $+200^{o}C$ pentru a preîntâmpina descompunerea marerialului sau depunerea de pelicule. Şi în acest caz se poate diminua influenţa variaţiilor de temperatură ambientală prin utilizarea unei a doua lămpi martor.

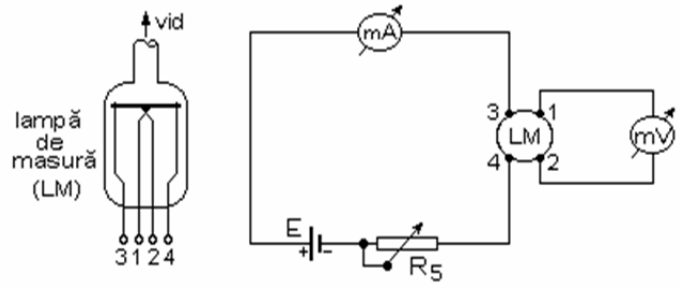


Fig. 2.41 *Măsurarea gradului de vid cu vacuumetrul termoelectric*.

2.5.2 Vacuumetre cu ionizare

Aceste aparate se bazează pe principiul măsurării vidului cu ajutorul numărului de purtători de sarcină electrică (electroni şi ioni pozitivi) care apar ca urmare a unui proces de ionizare provocat, număr care poate fi direct corelat cu presiunea gazului. Lampa de măsură este de tip diodă sau triodă existând, în funcţie de

mecanismul de ionizare a gazului, există trei tipuri de vacuumetre cu ionizare: *cu catod cald, cu catod rece și cu radiații*.

Toate tipurile se bazează pe măsurarea curentului electric care rezultă în urma ionizării gazului a cărui presiune se măsoară. Ionizarea moleculei de gaz se poate realiza prin cedarea către ea a unei energii corespunzătoare potențialului său de ionizare (de regulă cuprins în intervalul 5 ... 30 eV). Dacă această energie este cedată în mod constant în timp (la o putere constantă), atunci curentul ionic va fi constant și proporțional cu presiunea gazului.

Vacuumetru cu catod cald

Lampa de măsură este de tip triodă, cu diferența (esențială de altfel) că polarizarea electrozilor este realizată invers decât în cazul unei triode normale: grila este polarizată pozitiv față de catodul cald care eliberează electroni prin emisie termoelectronică, iar anodul este polarizat negativ atât față de catod, cât și față de grilă (Fig. 2.42). Electronii emiși de către catodul cald sunt accelerați de grilă și ciocnind moleculele de gaz le vor ioniza, dând naștere la ioni pozitivi și la noi electroni. Ionii pozitivi sunt atrași de către anod (colector de ioni) și formează curentul ionic proporțional cu presiunea gazului. Electroni sunt atrași de grilă și formează curentul electronic.

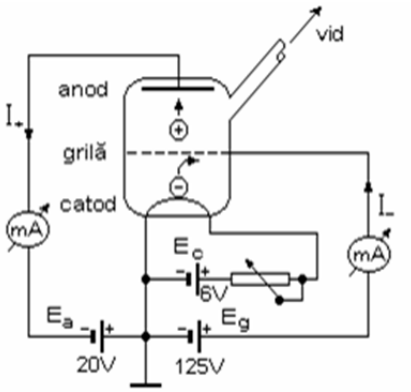


Fig. 2.42 *Vacuumetrul cu catod cald*.

Pentru presiuni sub 10^{-3} torr raportul dintre curentul ionic și curentul electronic este direct proporțional cu presiunea gazului:

$$\frac{I_+}{I_-} = kp \qquad (2.54)$$

În relația precedentă *k* este o constantă care depinde de condițiile experimentale și se numește *factor de vid*. La presiunui mai mari funcția de mai sus devine neliniară datorită scurtării drumului liber mediu al electronilor.

Sensibilitatea metodei este crescută și datorită faptului că electronii emiși de catod care trec de grilă fără a fi colectați de aceasta, vor fi frânați în spațiul grilă -anod și vor fi obligați să se întoarcă înapoi spre grilă. Astfel probalitatea de ciocnire electron moleculă crește și curentul ionic va fi mai mare.

Înainte de folosire, recipientul și electrozii lampii de măsură trebuie degazați în modul următor: catodul prin aducere la incandescență, grila prin bombardament electronic și anodul prin încălzire în înaltă frecvență.

Precizia sistemului este de cca 10% la o presiune de 10^{-5} torr și pot fi detectate urme de gaz până la 10^{-11} torr.

Vacuumetru cu catod rece

Vacuumetrele cu catod rece diferă de cele cu catod cald prin aceea că electroniii sunt produși prin acțiunea unui câmp electric intens. Pentru a mări sensibilitatea dispozitivului, se aplică și un câmp magnetic care va mări intervalul de timp necesar electronilor pentru a parcurge distanța catod-anod prin obligarea lor de a se deplasa pe o traiectorie spiralată (Fig. 2.43). În acest fel va crește și probabilitatea de ciocnire electron-moleculă și deci probabilitatea de ionizare a ei. În acest fel sensibilitatea este de câteva zeci de ori mai mare decât la traductoarele cu catod cald. Domeniul de vid detectabil este de 10^{-2} - 10^{-7} torr, iar precizia este de cca 20%.

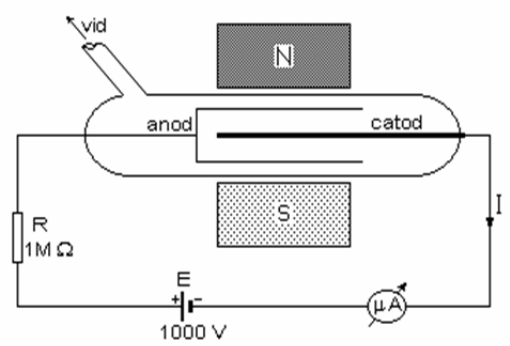


Fig. 2.43 *Vacuumetrul cu catod rece.*

La *vacuumetrele cu radiații*, ionizarea gazului este produsă prin bombardament cu particule alfa și de aceea dispozitivul se mai numește și alfatron. Sensibilitatea sistemului este mult inferioară sensibilității vacuumetrelor cu emisie electronică iar domeniul de presiuni acoperit este de la presiunea atmosferică până la 10^{-4} torr.

Pentru măsurarea vidului foarte înaintat, până la 10^{-14} torr, se pot folosi spectrometrele de masă dar sistemul este extrem de costisitor pentru a fi folosit în măsurători de rutină.

Capitolul III

CARACTERISTICI ALE SENZORILOR

Senzorii sunt dispozitive individuale sau ansambluri mai complexe care, indiferent de forma lor, au întotdeauna aceeaşi funcţie de bază: detecţia unui semnal fizic sau chimic sau a unui stimul biologic şi producerea unei mărimi electrice măsurabile la ieşire. De cele mai multe ori mărimea de ieşire este un semnal electric analogic, existând deci posibilitatea ca el să fie prelucrat (filtrat de zgomote, amplificat, convertit în semnal digital, afişat) folosind dipozitive electronice adecvate.

Alegerea unui senzor pentru măsurarea unei mărimi fizice sau pentru folosirea lui într-un sistem de control depinde de mai mulţi factori, cum ar fi caracteristicle tehnice, costul sau factorii de mediu. La alegerea unui senzor este importantă concordanţa dintre performanţele sale şi necesităţile utilizatorului. De exemplu, există mulţi senzori pentru măsurarea temperaturii, dar nu oricare dintre ei poate fi folosit pentru măsurarea temperaturii din grădină. Unii nu se încadrează în domeniul de temperatură necesar, alţii sunt prea scumpi sau au nevoie de o sursă de energie electrică.

Există diferite modalităţi de prezentare cantitativă a caracteristicilor unui senzor dar, de cele mai multe ori, ele sunt exprimate în procente sau valori minime şi maxime, în funcţie de natura sistemului de măsură, a mărimii măsurate sau chiar de preferinţele producătorului.

3.1 DOMENIUL DE OPERARE

Domeniul de operare al unui dispozitiv defineşte limitele între care el poate funcţiona efectiv. De regulă, domeniul de operare al unui senzor este specificat prin cea mai mică şi cea mai mare valoare a cantităţii de intrare pe care este capabil să le măsoare. Este importantă respectarea acestuia nu numai pentru că în afara lui măsurătorile nu mai sunt corecte, ci şi pentru că, depăşind domeniul de operare, este posibilă distrugerea senzorului sau a componentelor sistemului.

3.2 ERORI

Eroarea absolută este diferenţa dintre valoarea măsurată şi valoarea reală a mărimii măsurate. Adeseori eroarea este exprimată în procente (*eroare relativă*) pentru a repezenta acurateţea sitemului.
Eroarea statică este o eroare constantă care apare pe întreg domeniul de variaţie al mărimii de intrare. Dacă eroarea statică este cunoscută, atunci ea poate fi compensată fără a afecta semnificativ acurateţea.

3.3 ACURATEŢEA

Acurateţea unui dispozitiv sau sistem reprezintă măsura în care valoarea de ieşire generată de el este corectă. Se mai poate spune că acurateţea este *eroarea maximă* pe care senzorul sau sistemul o poate produce. Ea ne arată cât de aproape de valoarea reală a mărimii măsurate este valoarea de ieşire. Acurateţea poate fi exprimată în unităţile de măsură ale mărimii măsurate: de exemplu $\pm 0{,}15^{o}\,C$, dacă e vorba despre temperatură.

3.4 PRECIZIA

Precizia unui dispozitiv de măsură se referă la numărul de cifre semnificative din rezultatul final al procesului de măsurare care pot fi luate în considerare. În unele specificaţii tehnice când este vorba de precizie se foloseşte noţiunea de *rezoluţie*.

3.5 REPETABILITATE

Repetabilitatea este exprimarea numerică a preciziei în condiţii date. Ea este o măsură a capacităţii dispozitivului de a produce răspunsuri identice pentru aplicarea repetată la intrare a aceleiaşi valori a unei cantităţi fizice, în aceleaşi condiţii de operare. Ea poate fi dată sub forma ± a procentajului valorii citite la ieşire.

3.6 DRIFTUL

Driftul este tendinţa naturală a unui dispozitiv, circuit sau sistem de a-şi altera caracteristicile în timp sau în funcţie de modificările mediului ambiant. Aceasta este o modificare a caracteristicilor de ieşire în timp ce condiţiile de la intrare nu se modifică, ceea ce afectează acurateţea dispozitivului. Unul dintre factorii care pot determina driftul este temperatura ambiantă. De aceea în specificaţiile tehnice ale dispozitivului este menţionat şi domeniul de temperatură în care acurateţea lui nu este afectată. O altă cauză a existenţei driftului poate fi îmbătrânirea materialelor componentelor sistemului, cum ar fi de exemplu oxidarea elementelor metalice. Driftul mai poate fi determinat şi de uzura mecanică sau de autoîncălzirea componentelor sistemului.

3.7 STABILITATEA

Stabilitatea este o măsură a gradului de variaţie a mărimii de la ieşirea sistemului dacă, în condiţii neschimbate, intrarea este menţinută constantă pentru un interval de timp lung.

3.8 CALIBRAREA

Calibrarea se referă la unităţile cu care este etichetată scala display-ului sau a înregistratorului senzorului. De exemplu, să considerăm un senzor de viteză al unei maşini care produce la ieşire un semnal electric. Tensiunea senzorului este proporţională cu viteza vehicolului. Acul indicator al vitezometrului se deplasează în faţa cadranului în funcţie de tensiunea electrică, dar cadranul va fi etichetat în unităţi de viteză.

3.9 HISTEREZA

Histereza determină diferenţe în răspunsul senzorului atunci când cantitatea de intrare este modificată în sens crescător faţă de cazul în care este modificată în sens descrescător. O astfel de curbă de histereză este arătată în Fig. 3.1. Histereza generează erori care afectează acurateţea dispozitivului. Nu toţi senzorii prezintă histereză. Ea este datorată în principal tensiunilor şi frecărilor mecanice.

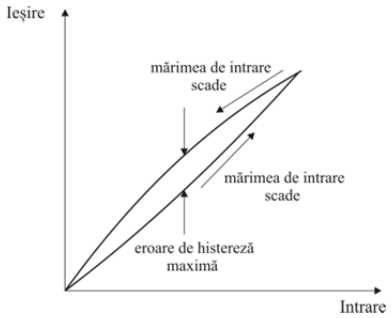


Fig. 3.1 *Bucla de histerezis a unui senzor.*

3.10 ZONA OARBĂ

Zona oarbă se referă la cea mai mare variaţie a cantităţii de intrare care nu poate fi detectată de senzor sau sistem. Ea se poate datora frecărilor statice sau histerezei. În graficul din Fig. 3.2 este prezentată o caracteristică de transfer a unui senzor care prezintă şi o zonă oarbă.

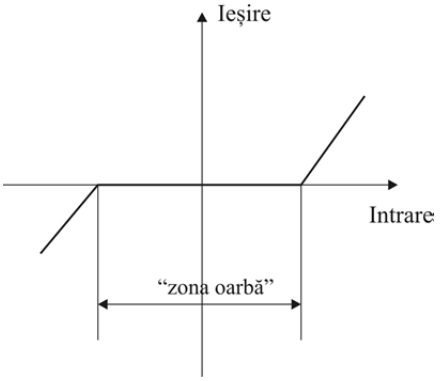


Fig. 3.2 *Localizarea zonei oarbe în răspunsul unui senzor*.

3.11 LINIARITATEA

Liniaritatea unui senzor se referă la porţiunea caracteristicii de transfer care este reprezentată de o dreaptă (Fig. 3.3). Pe această porţiune dependenţa dintre cantitatea de ieşire şi cantitatea de intrare este o funcţie de gradul întâi. Ea se exprimă în procente din domeniul de operare.

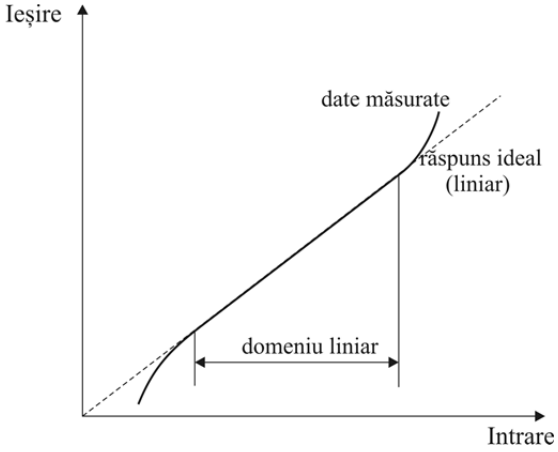


Fig.3.3 *Localizarea zonei liniare a funcţiei de transfer a unui senzor*.

3.12 TIMPUL DE OPERARE (ÎNCREDEREA)

Timpul de operare a unui senzor ne spune cât ne putem aştepta ca el să funcţioneze conform speificaţiilor tehnice. El se exprimă în unităţi de timp sau în număr sau cicluri de operare.

3.13 TIMPUL DE RĂSPUNS

Timpul de răspuns al unui dispozitiv este timpul în care este obţinută valoarea finală la ieşire din momentul aplicării la intrare a cantităţii de măsurat. El poate fi exprimat în secunde, fracţiuni de secundă sau în intervalul de timp în care la ieşire se ajunge la un anumit procent (de regulă 95%) din valoarea finală.

3.14 INERŢIA

Inerţia este întârzierea în modificarea stării ieşirii unui senzor faţă de modificarea corespondentă a intrării. Ea se exprimă în fracţiuni de secundă. În anumite aplicaţii, cum ar fi controlul unui proces, inerţia poate afecta serios performanţele sistemului.

3.15 REZOLUŢIA

Rezoluţia este capacitatea cu care un dispozitiv simte sau afişează la ieşire o valoare corelată cu cea mai mică variaţie a cantităţii de intrare. Uzual ea este exprimată în termeni de cel mai mic increment care poate fi

măsurat. Cu cât rezoluţia este mai mare, cu atât este mai mic incrementul pe care-l poate măsura dispozitivul. De exemplu, un display cu cinci digiţi care poate măsura o cantitate de 0,0001 unităţi, are o rezoluţie mai mare decât unul cu patru digiţi care poate măsura o cantitate de 0,001 unităţi. De regulă rezoluţia se exprimă în procente.

3.16 SENSIBILITATEA

Sensibilitatea este relaţia dintre variaţia cantităţii de ieşire şi variaţia corespunzătoare a cantităţii de intrare în condiţii de funcţionare impuse:

$$S = \frac{\text{valoarea maxima de iesire - valoarea minima de iesire}}{\text{valoarea maxima de intrare - valoarea minima de intrare}}$$

Unitatea de măsură a sensibilităţii depinde de natura mărimilor de intrare şi ieşire. De exemplu, un senzor care măsoară deplasarea și furnizează la ieşire un un semnal electric (tensiune) va avea ca unitate de măsură a sensibilităţii V/mm. În interiorul domeniului de liniaritate sensibilitatea este constantă iar în exteriorul lui variază în funcţie de curbura funcţiei de transfer.

3.17 ZGOMOTE

Zgomotele unui sistem de măsură se referă la fluctuaţiile semnalului de intrare în condițiile în care valoarea mărimii măsurate rămâne constantă. Ele pot fi cauzate de către factori externi sau chiar de către senzor. De exemplu, vibrațiile mecanice, semnalele electromagnetice, fluctuațiile generate de sursele de alimentare sau variațiile de temperantură ale mediului ambiant sunt zgomote introduse în sistem de factori externi. În general, zgomotele interne sunt de natură electronică. Mai multe detalii despre zgomote și metode de reducere a lor pot fi aflate în Capitolul V.

Capitolul IV

PRELUCRAREA SEMNALELOR SENZORILOR

4.1 SENSIBILITATEA PUNŢILOR DE CURENT ALTERNATIV

Punțile de curent continuu sau de curent alternativ sunt des folosite în sistemele de măsură pentru că pot evidenția variații foarte mici ale rezistențelor și impedațelor. În particular pot fi asociate cu combinații de amplificatoare operaționale pentru îmbunătățirea performanțelor lor. Punțile de curent continuu fiind mai bine cunoscute, vom face câteva considerații doar asupra punților de curent alternativ, considerații care e util să fie cunoscute atunci când ele sunt folosite în combinații cu traductori. Nu vom intra în amănunte privind punțile pentru măsurarea diverselor tipuri de impedanțe, acestea situându-se în afara scopului prezentei lucrări. Facem de asemenea precizarea că situațiile tratate mai jos pot fi ușor particularizate în cazul punților de curent continuu, știind că o rezistență poate fi tratată ca un caz particular de impedanță.

4.1.1 Condiția de echilibru

Schema generală a unei punți pentru măsurarea parametrilor caracteristici ai unei impedanţe este prezentată în Fig. 4.1.

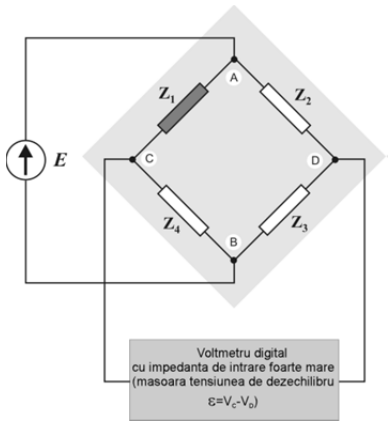


Fig. 4.1 *Puntea de măsură*.

Ea este aceeaşi cu cea a mai cunoscutei punţi de curent continuu Wheatstone, cu deosebirea că este alimentată cu o tensiune armonică (sinusoidală). Cu ea pot fi măsurate inductanţe, capacităţi sau rezistenţe de pierderi ale bobinelor, respectiv ale dielectricilor condensatoarelor. Impedanţa ale cărei caracteristici trebuie măsurate se conectează în una din ramurile punţii (în cazul nostru în ramura AC). În una dintre celelalte ramuri se conectază o impedanţă etalon, ai cărei parametri caracteristici pot fi modificaţi astfel încât puntea să poată fi echilibrată (diferenţa de potenţial dintre punctele C şi D să fie nulă sau extrem de mică). De regulă, celelalte două ramuri ale punţii sunt pur rezistive. Asemănător cu puntea de current continuu, expresia tensiunii de dezechilibru a punţii de current alternativ este:

$$\varepsilon = \frac{Z_1 Z_3 - Z_2 Z_4}{(Z_1 + Z_4)\cdot(Z_2 + Z_3)} E \tag{4.1}$$

La echilibrarea punţii $\varepsilon = 0$ şi condiţia generală de echilibru se poate scrie:

$$Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4 \tag{4.2}$$

4.2 Sensiblitatea

În practică se întâlnesc două cazuri: impedanţa de măsurat şi cea etalon se află în ramuri adiacente sau ele se află în ramuri opuse. Vom analiza aceste cazuri pentru a stabili condiţiile care trebuie îndeplinite pentru ca puntea să poată fi echilibrată. Vom folosi indicele ***x*** pentru impedanţa necunoscută şi indicele **v** pentru impedanţa etalon.

Cazul 1 - impedanţa măsurată şi impedanţa etalon se află în ramuri adiacente:

$Z_1 = R_x + jX_x$

$Z_2 = R_v + jX_v$

$Z_3 = R_3$

$Z_4 = R_4$

Condiţia de echilibru (2) devine:

$$R_3(R_x + jX_x) = R_4(R_v + jX_v) \tag{4.3}$$

Ea este o ecuaţie complexă din care rezultă două ecuaţii reale:

$$R_3R_x = R_4R_v \tag{4.4}$$

$$R_3X_x = R_4X_v \tag{4.5}$$

Din ele rezultă atât relaţiile de calcul pentru mărimile necunoscute R_x şi X_x, cât şi condiţiile privitoare la comportamentul (inductiv sau capacitiv) pe trebuie să-l aibă impedanţa măsurată şi impedanţa etalon. Astfel, din relaţia (4.5) se poate scrie că:

$$\frac{X_x}{X_v} = \frac{R_4}{R_3} > 0 \tag{4.6}$$

Raportul R_4/R_3 este întotdeauna pozitiv pentru că valorile rezistenţelor nu pot fi decât pozitive. Pentru ca raportul reactanţelor X_x şi X_v să fie şi el pozitiv, trebuie ca ele să aibă aceeaşi comportament: inductiv sau capacitiv.

Concluzia 1

dacă impedanţa măsurată şi impedanţa etalon sunt conectate în ramuri adiacente ale punţii, atunci, pentru ca echilibrarea ei să fie posibilă, este necesar ca ele să aibă aceeaşi natură (să fie ambele capacitive sau ambele inductive).

Cazul 2 - impedanţa măsurată şi impedanţa etalon se află în ramuri opuse:

$Z_1 = R_x + jX_x$

$Z_2 = R_2$

$Z_3 = R_v + jX_v$

$Z_4 = R_4$

Ca şi în cazul precedent, ecuaţia rezultată din condiţia de echilibru (4.2) este una complexă:

$$(R_x + jX_x)\,(R_v + jX_v) = R_2\,R_4 \tag{4.7}$$

din care rezultă două ecuaţii reale:

$$R_xR_v - X_xX_v = R_2R_4 \tag{4.8}$$

$$R_xX_v + R_vX_x = 0 \tag{4.9}$$

Din ele rezultă relaţiile de calcul pentru mărimile necunoscute R_x şi X_x şi condiţiile privitoare la comportamentul impedanţei măsurate şi impedanţei etalon. Din relaţia (4.9) rezultă că:

$$\frac{X_v}{X_x} = -\frac{R_v}{R_x} < 0 \tag{4.10}$$

Rapoartele precedente sunt întotdeauna negative pentru că valorile rezistenţelor nu pot fi decât pozitive. Pentru ca raportul reactanţelor X_v şi X_x să fie negativ, trebuie ca ele să aibă comportamente complementare.

Concluzia 2

dacă impedanţa măsurată şi impedanţa etalon sunt conectate în ramuri opuse ale punţii, atunci, pentru ca echilibrarea ei să fie posibilă, este necesar ca ele să aibă comportamente complementare (dacă impedanţa măsurată are un comportament capacitiv, impedanţa etalon trebuie să aibă un comportament inductiv şi invers).

Gradul de sensibilitate a unei punţi se referă la cel mai mic dezechilibru al ei care poate fi pus în evidenţă cu ajutorul instrumentului de nul. Pentru a vedea care sunt factorii de care depinde această mărime caracteristică a punţilor vom face câteva *ipoteze simplificatoare*:

- se consideră că sursa de alimentare a punţii este ideală (are impedanţa de ieşire mult mai mică decât impedanţa de intrare a punţii)
- se presupune că instrumentul de nul este ideal (are impedanţa internă mult mai mare decât impedanţa de ieşire a punţii şi deci consumul său de curent este neglijabil faţă de curenţii care circulă prin ramurile punţii)
- se aproximează că variaţiile impedanţelor în domeniul de interes sunt liniare

În aceste condiţii, dacă se notează cu Z_{10} valoarea impedanţei din ramura 1 pentru care puntea este echilibrată, atunci:

$$Z_{10}Z_3 = Z_2Z_4 \tag{4.11}$$

Modificarea valorii impedanţei Z_1 cu o cantitate mică ΔZ_1 ($Z_1 = Z_{10}+\Delta Z_1$; $\Delta Z << Z_{10}$) determină apariţia unei tensiuni de dezechilibru cu mărimea dată de ecuaţia (4.1). Dacă se ţine seama de relaţia (4.11) şi se introduc notaţiile:

$$\frac{\Delta Z_1}{Z_{10}} = \delta \quad \text{şi} \quad \frac{Z_{10}}{Z_4} = \frac{Z_2}{Z_3} = a \tag{4.12}$$

atunci, pentru tensiunea de dezechilibru se obţine relaţia:

$$\varepsilon = \frac{a\delta}{(1+a)^2} \cdot E \tag{4.13}$$

în care factorul de multiplicare a tensiunii sursei de alimentare poartă denumirea de ***sensibilitate a punţii*** şi este dat de expresia:

$$S = \frac{a\delta}{(1+a)^2} \tag{4.14}$$

iar expresia:

$$f(a) = \frac{a}{(1+a)^2} \tag{4.15}$$

defineşte *factorul punţii*.

În practică există două situaţii particulare care pot interveni cu o frecvenţă mai mare:

Cazul 1 - dacă *a este real*, atunci factorul punţii prezintă un maxim pentru ***a=1*** iar sensibilitatea maximă a punţii va fi, $S_{max} = \delta/4$.

Cazul 2 - dacă *a este imaginar*, $\boldsymbol{a = ja_o}$, atunci factorul punţii prezintă un maxim pentru $a_o = \pm 1$ iar sensibilitatea maximă a punţii va fi, $S_{max} = \delta/2$.

De aici rezultă o concluzie importantă privind sensibilitatea punţilor:

Concluzia 3

sensibilitatea unei punţi este maximă atunci când braţele punţii sunt identice.

Sensibilitatea mai este influenţată de încă doi factori importanţi: pragul de sensibilitate al detectorului de nul (adică cea mai mică valoarea a variaţiei tensiunii de dezechilibru care poate fi pusă în evidenţă de către acesta) şi de precizia reglajului fin a elementului etalon.

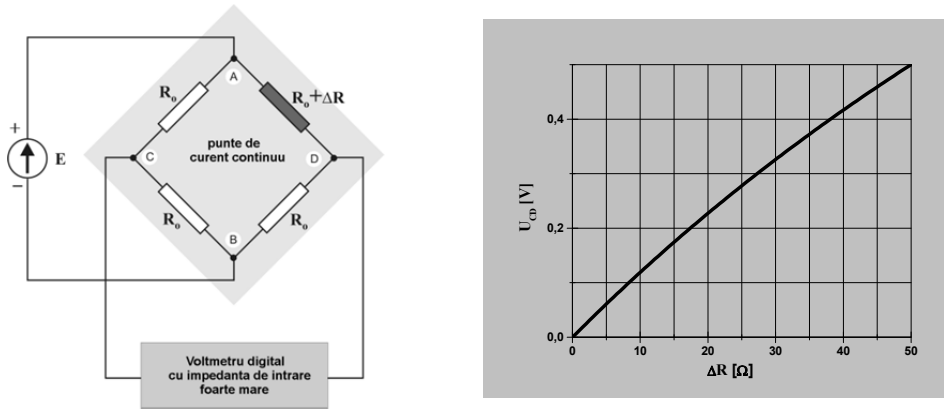
4.2 FOLOSIREA PUNȚILOR ÎN PROCESUL DE MĂSURARE

4.2.1 Neliniaritatea răspunsului unei punți

Se poate demonstra uşor că tensiunea de dezechilibru a unei punţi de curent continuu ca cea din Fig.4.2a este:

$$U_{CD} = \frac{E}{2} \cdot \frac{\Delta R}{2R_o + \Delta R} \tag{4.16}$$

După cum se vede, dependenţa ei de variaţia ΔR a uneia dintre rezistenţele punţii este neliniară. În Fig. 4.2b se poate observa neliniaritatea răspunsului unei punţi pentru E = 5V şi R_o = 100 Ω. Pentru ΔR am considerat un domeniu relativ mare de variaţie pentru o mai bună vizualizare a neliniarităţii.



a) b)

Fig. 4.2 *Răspunsul unei punţi ca urmare a variaţiei uneia din rezitenţele sale*.

Aşadar, un prim factor de neliniaritate în procesul de măsurare este introdus de însăşi puntea de măsură. Pe de altă parte, un al doilea factor de neliniaritate poate fi traductorul propriu-zis. De exemplu, răspunsul unui termistor este puternic neliniar (vezi şi secţiunea 2.3.4). Datorită acestor factori de neliniaritate calibrarea instrumentului indicator devine foarte dificilă. În astfel de situaţii răspunsul senzorului poate fi liniarizat folosind circuite mai complexe de tip punte-amplificator operaţional.

4.2.2 Puntea activă

Puntea activă este cea mai simplă asociere punte-amplificator operaţional, în care senzorul este plasat în ramura de curent constant (ramura de reacţie negativă) a amplificatorului operaţional. Dacă semnalul de la ieşirea punţii astfel realizate nu este suficient de mare, el poate fi amplificat cu un al doilea amplificator operaţional sau de instrumentaţie. O schemă de principiu care aplică această metodă este arătată în Fig.4.3.

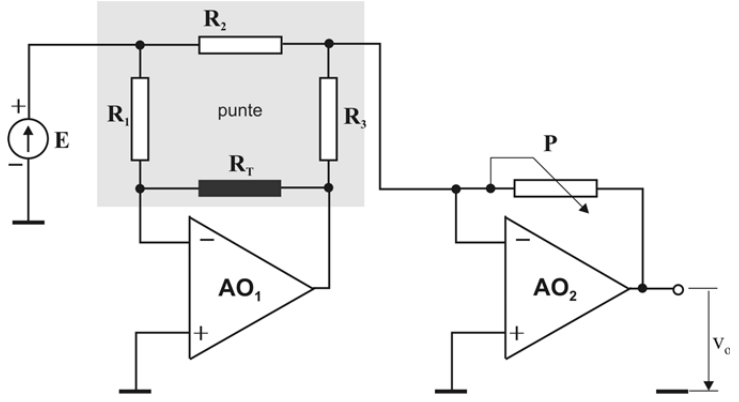


Fig. 4.3 *Puntea activă*.

Vom arăta acum că folosind o schemă ca cea din Fig.4.3, pe de o parte se liniarirează răspunsul punţii de măsură iar pe de alta, se amplifică semnalul de la ieşirea acesteia. Pentru aceasta vom redesena schema din Fig.4.3 astfel încât să se observe mai bine rolul fiecărui amplificator operaţional (Fig. 4.4). La o analiză atentă se va vedea că cele două scheme sunt, principial, identice.

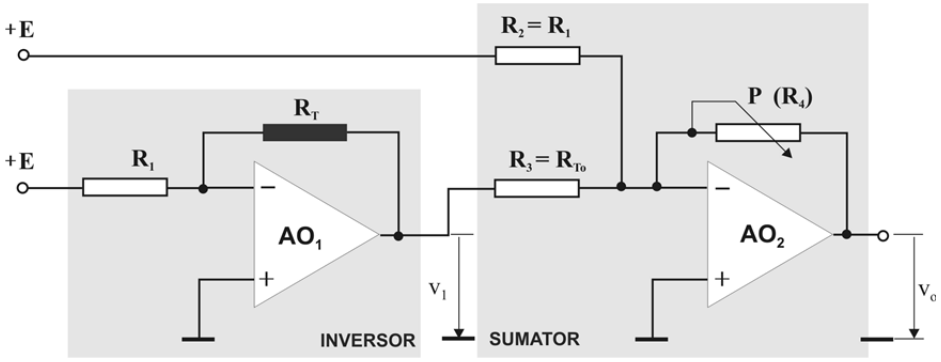


Fig. 4.4 *O schemă echivalentă cu cea a circuitului din Fig. 4.3.*

În această schemă traductorul este unul rezistiv, pentru măsurarea temperaturii (R_T). Amplificatorul operaţional AO_1 lucrează în conexiune inversoare, tensiunea la ieşirea lui fiind:

$$v_1 = -\frac{R_T}{R_1} E \tag{4.17}$$

Scriind expresia termorezistenţei la o temperatură oarecare T ca: $R_T = R_{To} + \Delta R_T$ (R_{To} este valoarea termorezistenţei la 0^oC), se vede că *tensiunea de ieşire* v_1 *este liniar dependentă de variaţia* ΔR_T a acesteia.

Amplificatorul operaţional AO_2 lucrează în conexiune sumatoare. El însumează ponderat tensiunea v_1 cu tensiunea de referinţă, furnizând la ieşirea sa tensiunea:

$$v_o = -\frac{R_4}{R_3} v_1 - \frac{R_4}{R_2} E = \frac{R_T}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3} E - \frac{R_4}{R_2} E \tag{4.18}$$

Ţinînd cont de condiţia de echilibru a unei punţi de curent continuu, este oportun să se aleagă $\boldsymbol{R_1 = R_2}$, astfel încât relaţia precedentă va deveni:

$$v_o = \frac{R_4}{R_1} \cdot \left(\frac{R_T}{R_3} - 1 \right) \cdot E \tag{4.19}$$

Dacă impunem condţia ca la temperatura de 0^oC tensiunea de ieşire să fie nulă, atunci trebuie să alegem $\boldsymbol{R_3 = R_{To}}$, condiţii în care expresia finală a tensiunii de ieşire va avea forma:

$$v_o = \frac{R_4}{R_1} \cdot \left(\frac{R_T}{R_{To}} - 1 \right) \cdot E \tag{4.20}$$

sau, facând substituţia, $R_T = R_{To} + \Delta R_T$, se obţine:

$$v_o = \frac{R_4}{R_1} \cdot \frac{\Delta R_T}{R_{To}} \cdot E \tag{4.21}$$

Astfel, sitemul compus din traductorul de temperatură şi electronica de măsură conţinând puntea activă va avea două *avantaje* majore faţă de senzorul cu punte simplă:

- dependenţa tensiunii de ieşire de variaţia rezistenţei senzorului este *liniară*
- tensiunea de dezechilibru a punţii este *amplificată*

Mărimea amplificării poate fi ajustată modificând valoarea rezistenţei R_4 din reţeaua de reacţie a amplificatorului sumator.

4.2.3 Liniarizarea cu dublă reacţie

Un circuit mai complex pentru liniarizarea răspunsului unei punţi este cel arătat în Fig. 4.5. El are în structura sa puntea de măsură şi trei amplificatoare operaţionale. Particularitatea sa constă în faptul că puntea propriu-zisă nu este alimentată de la o sursă de tensiune independentă, ci de la cele două circuite de reacţie care pornesc de la ieşirile ultimelor amplificatoare operaţionale ale circuitului.

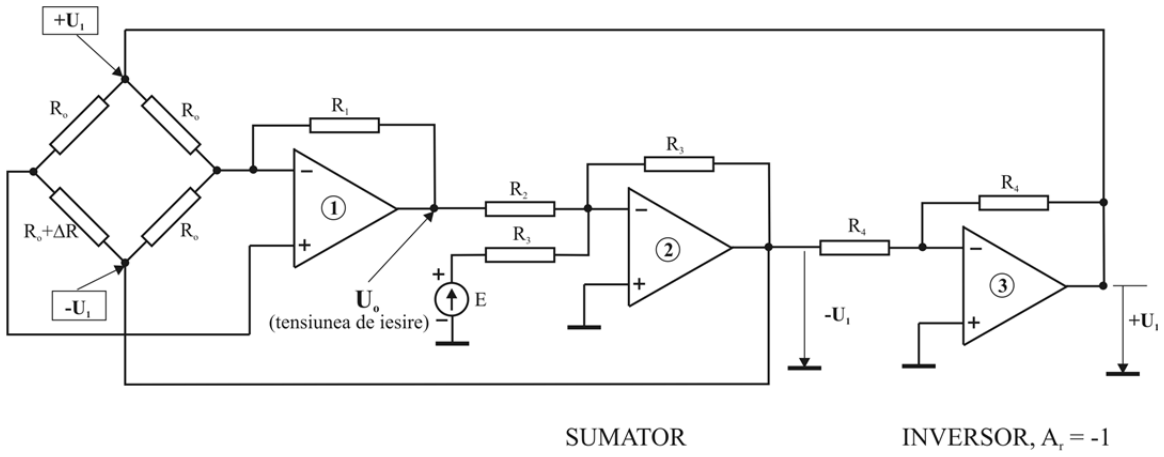


Fig. 4.5 *Circuit cu dublă reacție pentru liniarizarea răspunsului unei punți.*

Într-o primă etapă a analizei circuitului vom observa că toate amplificatoarele operaționale au reacție negativă și reprezintă conexiuni de bază, studiate în electronică. Pentru găsirea expresiei tensiunii de ieșire a primului amplificator operațional, U_o (care este și tensiunea de ieșire a circuitului de liniarizare) se folosesc circuitele echivalente pentru cele două intrări (Fig.4.6 a și b) din care se găsesc expresiile tensiunilor pe cele două intrări:

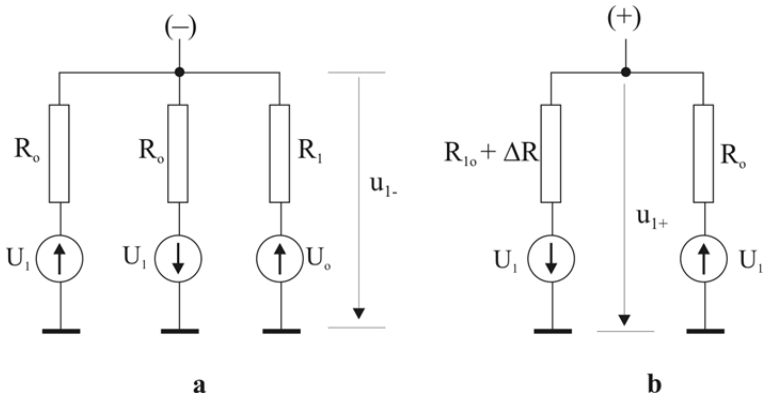


Fig. 4.6 *Scheme echivalente pentru intrările primului amplificator din Fig. 4.5.*

$$u_{1-} = U_o \frac{R_o}{R_o+2R_1} \tag{4.22}$$

$$u_{1+} = U_1 \frac{\Delta R}{2R_o+\Delta R} \tag{4.23}$$

Al doilea amplificator face o însumare ponderată a tensiunilor U_o și E (E este o tensiune de referință constantă):

$$U_1 = E + \frac{R_3}{R_2} U_o \tag{4.24}$$

Știind că $u_{1+} = u_{1-}$ și înlocuid în această egalitate expresia lui U_1 (4.24), vom obține pentru tensiunea de ieșire U_o expresia:

$$U_o = \frac{\frac{\Delta R}{2R_O+\Delta R}}{\frac{R_O}{R_O+2R_1}\left[1-\frac{R_3}{R_2R_O}(R_o+2R_1)\frac{\Delta R}{2R_O+\Delta R}\right]} \tag{4.25}$$

Dacă pentru rezistențele rezistorilor din circuit se aleg astfel de valori încât:

$$\frac{R_3}{R_2R_o}(R_o + 2R_1) = 1 \tag{4.26}$$

atunci, expresia finală a tensiunii de ieșire va fi:

$$U_o = \frac{E}{2R_o}\left(1 + \frac{2R_1}{R_o}\right)\Delta R \tag{4.27}$$

De data această se poate observa nu numai o liniarizare a răspunsului sistemului de măsură, ci şi posibilitatea amplificării semnalului util pe două căi: prin alegerea valorilor rezistorilor R_1 şi R_o şi prin modificarea tensiunii de alimentare E.

4.3 AMPLIFICATOARELE OPERAȚIONALE ÎN PROCESUL DE MĂSURARE

Amplificatoarele operaţionale sunt folosite pe scară largă pentru măsurarea mărimilor electrice. Fiind amplificatoare diferenţiale de tensiune, este evident că mărimea direct măsurabilă este o diferenţă a două tensiuni sau o tensiune electrică în cazul în care una dintre intrări este conectată la borna de masă (traseul comun). Cei care au noțiuni de bazele electronicii cunosc principiul de funcţionare a unui amplificator diferenţial de tensiune şi conexiunile de bază în care lucrează un amplificator operaţional. Aceste cunoştiinţe pot fi folosite acum pentru a face un pas înainte şi a înţelege modul în care amplificatoarele operaţionale sunt folosite pentru măsurarea şi a altor mărimi electrice.

4.3.1 Comparatoare

Este cunoscut faptul că amplificatorul operațional fără reacție negativă (Fig.4.7a) are un factor de amplificare foarte mare (10^6-10^7), astfel încât pentru orice tensiune diferențială nenulă, oricât de mică ar fi ea, tensiunea de ieșire va fi sau în saturație pozitivă (dacă $u_+ > u_-$) sau în saturație negativă (dacă $u_+ < u_-$). Pentru un amplificator operațional care are o comportare aproape de cea ideală caracteristica de transfer, v = f (u_d= u_+-u_-), arată ca cea din Fig. 4.7b.

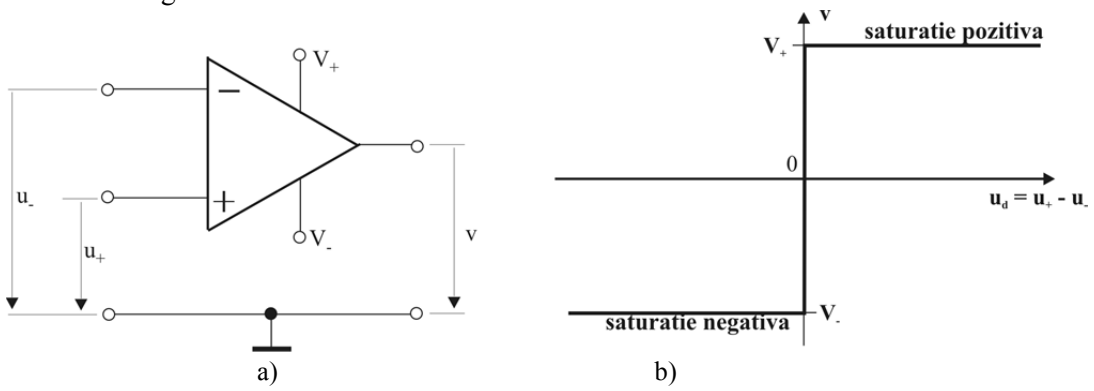


Fig. 4.7 *Amplificatorul operațional utilizat drept comparator (a) și caracteristica sa de transfer (b).*

Comparatorul de nul

Cel mai simplu comparator (Fig. 4.8a) este cel care compară o tensiune oarecare cu 0V (prin convenție, potențialul traseului de nul). Atunci când tesiunea de intrare este pozitivă, ieşirea comparatorului va fi în saturație pozitivă (v = V_+) iar când tensiunea de intrare este negativă, ieşirea comparatorului va fi în saturație negativă (v = V_-). În Fig.4.8b sunt arătate formele de undă ale tensiunilor de intrare şi ieşire în situația: V_+ = +15V, V_- = -15V şi u_{in} = 5 sin ωt [V].

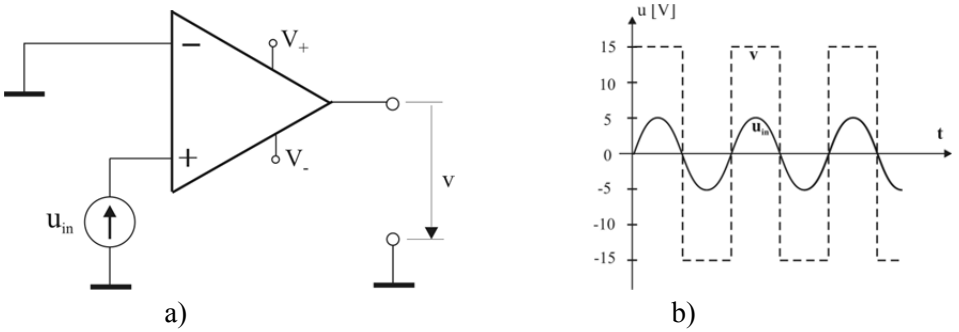
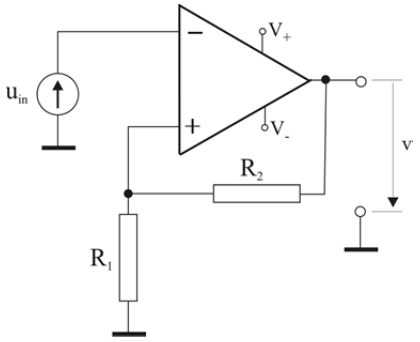


Fig. 4.8 *Comparatorul de nul (a) și formele de undă de la intrare și ieșire (b).*

Comparatoare cu reacție pozitivă

Uneori apar situații concrete în care tensiunea cu care trebuie comparată tensiunea de intrare este alta decât 0V. Există mai multe modalități de realizare a acestui deziderat: folosirea unor surse de tensiune independente ca surse de tensiune de referință, obținerea tensiunii de referință printr-un divizor de tensiune conectat la V_+ sau la V_- sau realizarea unor comparatoare cu reacție pozitivă. Din teoria circuitelor electronice se știe că reacția pozitivă, pe lângă alte influențe pe care le are asupra parametrilor amplificatoarelor, mărește factorul de amplificare. Pentru a construi comparatoare care să aibă și un alt comportament decât cel al comparatorului de nul se folosesc amplificatoare operaționale fără reacție negativă (ieșirea va fi întotdeauna în saturație pozitivă sau negativă) dar cu reacție pozitivă. Reacția pozitivă determină tensiunea cu care este comparată tensiunea de imtrare. În cazul în care tensiunea care urmează să fie comparată cu o altă tensiune este aplicată la intrarea inversoare a amplificatorului, se folosește schema din Fig. 4.9a.



a) b)

Fig. 4.9 *Comparator inversor cu reacție pozitivă (a) și formele de undă de la intrare și ieșire (b).*

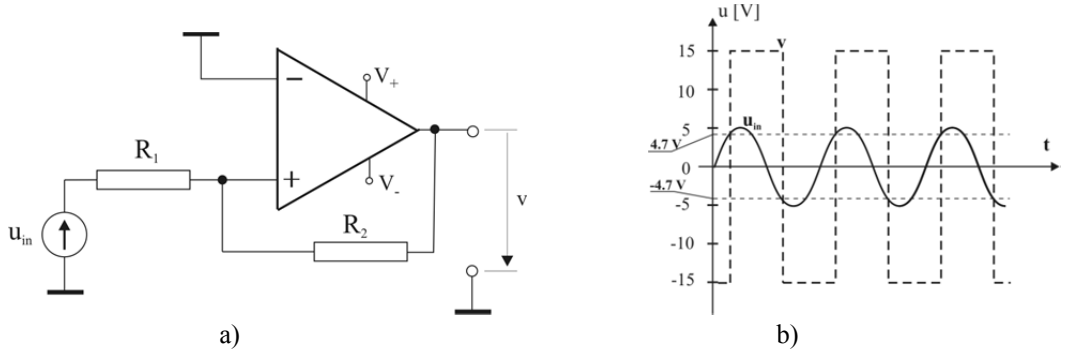
Tensiunea de intrare este comparată cu tensiunea de pe rezistorul R_1. Știind că intensitățile curenților de intrare în amplificatorul operațional sunt neglijabile, astfel încât această tensiune este dată de expresia:

$$u_+ = \frac{R_1}{R_1+R_2}\text{v} \tag{4.28}$$

în care $v = V_+$ sau $v = V_-$.

În reprezentarea grafică din Fig. 4.9b sunt arătate formele de undă ale tensiunilor în diferite puncte pentru cazul concret: $V_+ = +15V$, $V_- = -15V$, $R_1 = 10\ k\Omega$, $R_2 = 90\ k\Omega$ și $u_{in} = 5 \sin \omega t$ [V]. Se poate observa că tensiunea de ieșire este una dreptunghiulară, în antifază cu tensiunea de intrare și ușor deplasată față de aceasta. Deplasarea poate fi controlată prin modificarea valorilor celor doi rezistori din divizorul de tensiune.

În cazul în care tensiunea care urmează să fie comparată cu o altă tensiune este aplicată la intrarea neinversoare a amplificatorului, se folosește schema din Fig. 4.10a.



a) b)

Fig. 4.10 *Comparator neinversor cu reacție pozitivă (a) și formele de undă de la intrare și ieșire(b).*

În acest caz tensiunea de la intrarea neinversoare, care este determinată de tensiunea de intrare și tensiunea de ieșire, este comparată cu 0V (potențialul față de masă al intrării inversoare). Din analiza schemei comparatorului, tensiunea de la intrarea neinversoare este:

$$u_+ = \frac{u_{in}R_2+vR_1}{R_1+R_2} \tag{4.29}$$

în care $v = V_+$ sau $v = V_-$.

Dacă tensiunea de intrare este una variabilă în timp, atunci u_+ va trece prin zero în momentele în care:

$$u_{in} = -v\frac{R_1}{R_2} \qquad (4.30)$$

În reprezentarea grafică din Fig. 4.10b sunt arătate formele de undă ale tensiunilor în diferite puncte pentru cazul concret: $V_+ = +15V$, $V_- = -15V$, $R_1 = 3\ k\Omega$, $R_2 = 15\ k\Omega$ şi $u_{in} = 5 \sin \omega t$ [V]. De data aceasta tensiunea de ieşire este în fază cu tensiunea de intrare şi poate fi deplasată faţă de aceasta prin ajustarea valorilor celor doi rezistori.

Comparatorul cu fereastră

Comparatorul cu fereastră este un circuit care ne indică dacă o tensiune (v_{in}) are valori în interiorul unui interval delimitat de tensiunile fixe V_{min} şi V_{max}. Schema unui comparator cu fereastră este prezentată în Fig.4.11. Etajul de intrare este alcătuit din două amplificatoare operaţionale care compară tensiunea de intrare cu cele două tensiuni limită. Ieşirile lor sunt separate de diodele D_1 şi D_2 care, atunci când ieşirea unui amplificator operaţional este în saturaţie pozitivă iar ieşirea celuilalt este în saturaţie negativă, nu permit trecerea curentului decât spre baza tranzistorului T. Logica de detecţie conţine un inversor cu tranzistor şi două porţi ŞI-NU urmate de două indicatoare luminoase.

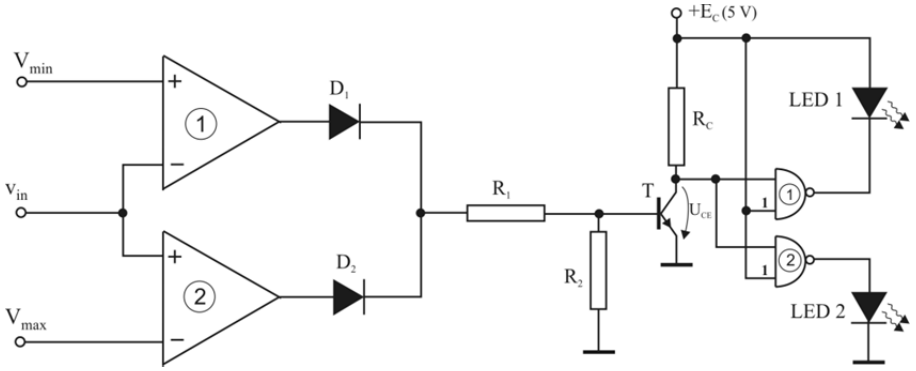


Fig. 4.11 *Comparator cu fereastră*.

Dacă tensiunea de intrare are valori cuprinse în interiorul ferestrei, $V_{min} < v_{in} < V_{max}$, atunci $u_{1-} > u_{1+}$ şi $u_{2-} > u_{2+}$. Drept urmare, ieşirile ambelor comparatore se află în saturaţie negativă, diodele D_1 şi D_2 sunt blocate şi în baza tranzistorului T nu se injectează curent. Tranzistorul T fiind blocat, potenţialul colectorului său este de +5 V (nivel logic 1) şi ieşirile ambelor porţi ŞI-NU sunt la nivel logic 0. În aceste condiţii dioda *LED 1 va fi aprinsă* iar dioda *LED 2 va fi stinsă*.

Dacă tensiunea de intrare are valori situate în afara ferestrei, $v_{in} < V_{min}$ sau $v_{in} > V_{max}$, atunci $u_{1-} < u_{1+}$ sau $u_{2-} < u_{2+}$. În oricare dintre cele două situaţii ieşirea unuia dintre cele două comparatoare este în saturaţie pozitivă şi în baza tranzistorului T se va injecta un curent capabil să-l aducă în regim de saturaţie. Acum, potenţialul faţă de masă al colectorului tranzistorului va fi foarte mic (< 0,1 V) şi ieşirile ambelor porţi ŞI-NU vor fi la nivel logic 1. Astfel, dioda *LED 2 va fi aprinsă* iar dioda *LED 1 va fi stinsă*.

4.3.2 Convertorul curent-tensiune

Una dintre metodele folosite pentru măsurarea unui curent este convertirea lui într-o tensiune. Cea mai simplă schemă pentru conversia curent-tensiune cu ajutorul amplificatorului operaţional este prezentată în Fig. 4.12.

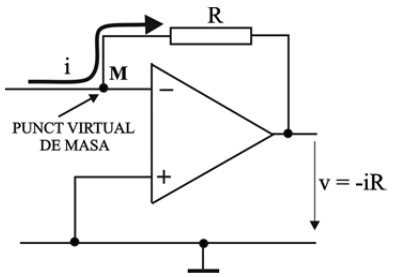


Fig. 4.12 *Convertor curent-tensiune*.

Funcţionarea convertorului curent-tensiune se bazează pe următoarele caracteristici ale amplificatorului operaţional şi consecinţele care decurg din ele:

- impedanţa de intrare a amplificatorului operaţional fiind foarte mare, practic se pot neglija curenţii care intră în amplificator prin intrările inversoare şi neinversoare ($i_+ \cong 0, i_- \cong 0$) – *întreg curentul de intrare i trece prin rezistenţa R.*
- în prezenţa reacţiei negative, dacă intrarea neinversoare este conectată la masă, intrarea inversoare are şi ea potenţialul masei – *tensiunea de ieşire este egală şi de semn contrar cu căderea de tensiune pe rezistenţa de reacţie.*

În concluzie, se poate observa că tensiunea de ieşire este proporţională cu intensitatea curentului de intrare, constanta de proporţionalitate (care poate servi şi drept factor de scală) fiind valoarea rezistenţei *R*.

4.3.3 Convertorul tensiune-curent

Atunci când în procesul de măsurare este nevoie ca o tensiune să fie convertită într-un curent poate fi folosită o schemă cu amplificator operaţional ca cea din fig.4.13. După cum se poate observa, schema derivă din schema generală a conexiunii diferenţiale, în care s-a adăugat o rezistenţă de reacţie pozitivă şi una dintre tensiunile de intrare este nulă. Curentul de ieşire este curentul care parcurge rezistenţa R_s.

Pentru calculul expresiei curentului de ieşire se poate folosi metoda cunoscută a schemelor echivalente pentru fiecare intrare, scheme prezentate în Fig.4.14.

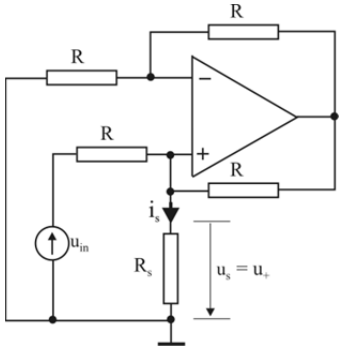


Fig. 4.13 *Convertor tensiune-curent.*

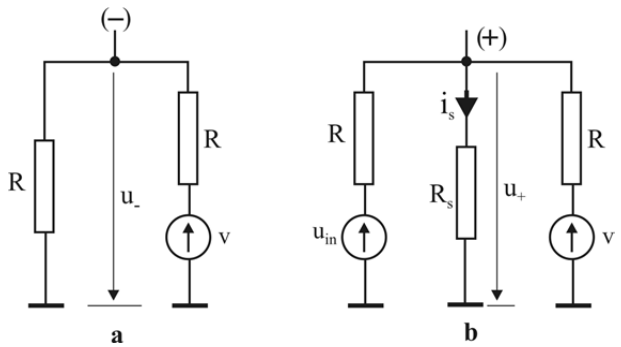


Fig. 4.14 *Scheme echivalente pentru intrările convertorului din Fig.4.13.*

Pe baza schemelor echivalente pentru cele două intrări (Fig. 4.14 a şi b) pot fi scrise următoarele ecuaţii:

$$i_s = \frac{u_s}{R_s} = \frac{u_+}{R_s} \tag{4.31}$$

$$u_- = \frac{\mathrm{V}}{2} \tag{4.32}$$

$$u_+ = \frac{u_{in} + \mathrm{V}}{2\left(1 + \dfrac{R}{2R_s}\right)} \tag{4.33}$$

Ţinând seama de faptul că $u_+ \cong u_-$ şi rezolvând sistemul de ecuaţii (4.31) – (4.33) în raport cu i_s, se obţine următoarea expresie pentru curentul de ieşire:

$$i_s = \frac{u_{in}}{R} \tag{4.34}$$

Intensitatea curentului de ieşire este direct proporţională cu tensiunea de intrare şi este independentă de valoarea rezistenţei pe care o traversează.

4.3.4 Conversia frecvenţă-tensiune

Conversia frecvenţei unui semnal periodic într-o tensiune proporţională cu ea se face în două etape:

- transformarea semnalului periodic de intrare într-un semnal periodic dreptunghiular cu amplitudine fixă, independentă de amplitudinea semnalului de intrare.
- obţinerea unui semnal continuu cu o tensiune direct proporţională cu frecvenţa semnalului format.

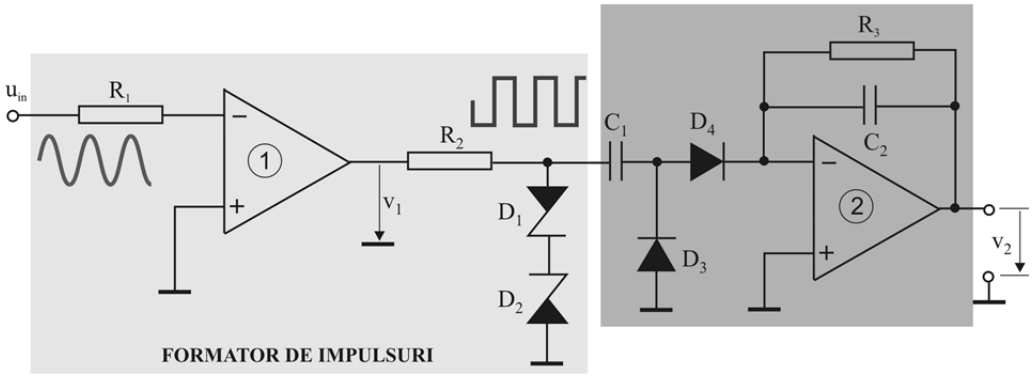


Fig. 4.15 *Convertor frecvenţă-tensiune*.

O schemă care realizează cele două etape este prezentată în Fig. 4.15. Formatorul de impulsuri este compus dintr-un comparator (primul amplificator operaţional) urmat de un limitator de amplitudine. Comparatorul transformă semnalul de intrare într-un semnal dreptunghiular cu faza inversată şi amplitudinea determinată de tensiunile de saturaţie pozitivă şi negativă ale amplificatorului operaţional. Limitatorul, format din rezistenţa R_2 şi diodele stabilizatoare D_1 şi D_2, micşorează amplitudinea semnalului dreptunghiular la o valoare egală cu suma dintre tensiunea de stabilizare a unei diode şi tensiunea de polarizare directă a unei joncţiuni semiconductoare pn (în fiecare alternanţă a semnalului de intrare una dintre diode este polarizată direct şi cealaltă invers). Această micşorare a tensiunii este necesară pentru ca amplificatorul operaţional care converteşte frecvenţa în tensiune să nu intre în saturaţie (tensiunea de la ieşirea sa trebuie să fie dependentă doar de frecvenţa semnalului de intrare). În alternanţa pozitivă a semnalului astfel format, condensatorul C_2 se încarcă prin condensatorul C_1 şi dioda D_4. În alternanţa negativă, condensatorul C_1 se descarcă aproape instantaneu prin dioda D_3 iar condensatorul C_2 se descarcă prin rezistenţa R_3 cu o constantă de timp determinată de produsul R_3C_2. La ieşirea celui de al doilea amplificator operaţional va fi măsurată o tensiune continuă egală şi de semn contrar cu valoarea medie a tensiunii pe condensatorul C_2:

$$v_2 = -2C_2R_3U_z \cdot f \tag{4.35}$$

care este direct proporţională cu frecvenţa semnalului de intrare.

4.3.5 Conversia tensiune-frecvenţă

Un convertor tensiune-frecvenţă este deseori folosit ca etaj de intrare în sistemele de măsură digitale. El este alcătuit din două etaje (Fig. 4.16): un *circuit de integrare* a cărui tensiune de ieşire este:

$$v_1 = -\frac{u_{in}}{R_1C}t \tag{4.36}$$

în care u_{in} este o tensiune constantă şi un *circuit comparator* care lucrează fără reacţie negativă dar cu o reacţie pozitivă puternică Neavând reacţie negativă, ieşirea sa nu poate fi decât în saturaţie pozitivă ($v_2 = V_+$) sau negativă ($v_2 = V_-$) în funcţie de relaţia existentă la un moment dat între tensiunile de la intrările lui, u_{2+} şi u_{2-}. Momentele de timp în care ieşirea comparatorului comută dintr-o stare în alta pot fi calculate din relaţia:

$$v_2 = \frac{u_{in}}{R_1C} \cdot \frac{R_4}{R_3}t \tag{4.37}$$

Dioda D şi rezistenţa R_2 constituie o cale de descărcare a condensatorului C, care permite ieşirii integratorului să-şi crească tensiunea până în punctul în care ieşirea comparatorului trece în saturaţie

pozitivă. În acest moment dioda se va bloca (anodul ei este la potenţialul masei) şi condensatorul *C* se va reîncărca de la tensiunea de intrare. Apoi ciclul se va repeta.

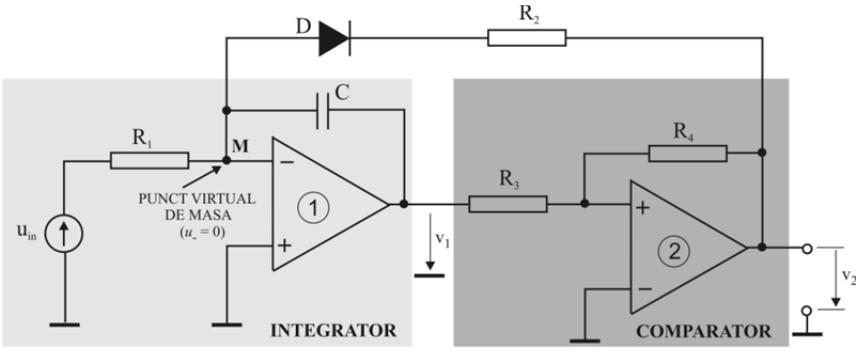


Fig. 4.16 *Convertor tensiune-frecvenţă.*

Formele de undă ale semnalelor la ieşirile circuitului de integrare, respectiv comparatorului, sunt prezentate în Fig. 4.17.

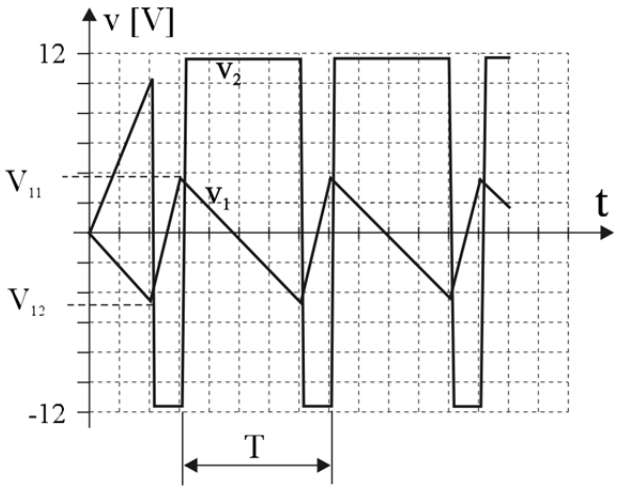


Fig. 4.17 *Forme de undă la ieşirile amplificatoarelor convertorului din Fig. 4.16.*

Se poate observa că semnalul de ieşire este unul periodic, cu o frecvenţă care depinde de timpul de încărcare şi descărcare a condensatorului şi de valoarea tensiunii de intrare. Cu o bună aproximaţie, expresia frecvenţei semnalului de ieşire poate fi calculată cu relaţia:

$$f = \frac{u_{in}}{CR_1} \cdot \frac{R_4}{R_3(V_{11} - V_{12})} \tag{4.38}$$

în care V_{11} şi V_{12} sunt tensiunile de saturaţie pozitivă şi negativă ale comparatorului. Se poate observa dependenţa liniară dintre frecvenţa semnalului de ieşire şi tensiunea de intrare.

4.4 AMPLIFICATORUL DE INSTRUMENTAȚIE

Aplificatorul de instrumentație (AI) este un circuit integrat folosit cu preponderență în sistemele de măsurare a unor mărimi fizice. El este în esență un aplificator diferențial cu următoarele caracteristici: amplificare finită şi foarte precis reglabilă, impedanța de intrare şi rejecția de mod comun foarte mari. Amplificatoarele de instrumentație pot fi realizate cu componente discrete sau sub formă integrată. Parametrii uzuali ai lor se încadrează în următoarele domenii:

- factor de amplificare ajustabil între 1 şi 1000
- deriva termică mică (0,5 μV/°C)
- rejecție de mod comun foarte mare (100 - 200 dB)
- neliniaritate mai mică de 0,01 %

Un amplificator de instrumentație are în structura sa mai multe amplificatoare operaționale. În Fig. 4.18. este prezentată schemă unui aplificator de instrumentație care are în structura sa trei amplificatoare operaționale.

Fiind vorba despre o structură integrată, cele trei amplificatoare pot fi considerate identice, având aceleași caracteristici.

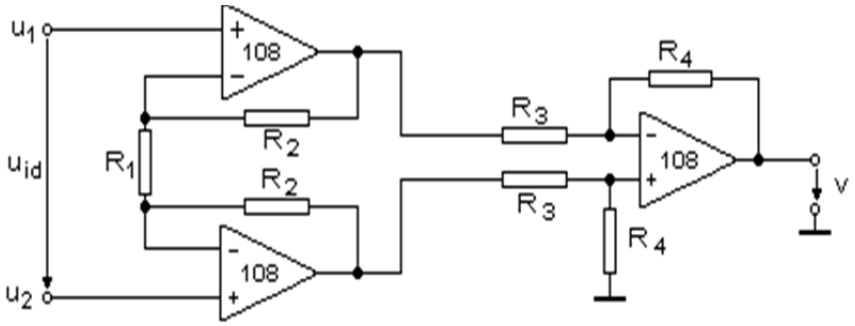


Fig. 4.18 *Structura amplificatorului de instrumentație.*

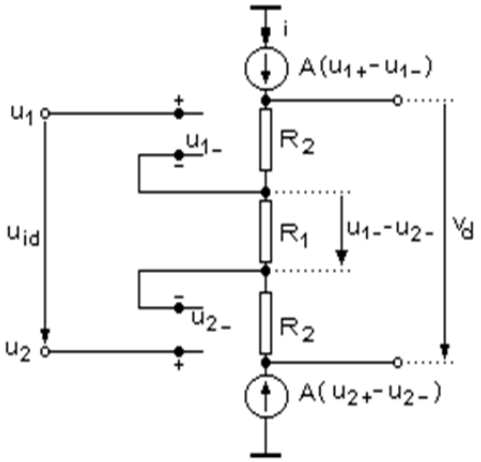


Fig. 4.19 *Schema echivalentă a amplificatorului de instrumentație din Fig.4.18.*

Pe baza schemei echivalente din Fig. 4.19 se pot scrie următoarele relații pe baza cărora se poate deduce expresia tensiunii de ieșire:

$$u_{id} = u_1 - u_2 = u_{1+} - u_{2+} \tag{4.39}$$

$$iR_1 = u_{1-} - u_{2-} \tag{4.40}$$

$$i = \frac{A(u_{1+}-u_{1-})-A(u_{2+}-u_{2-})}{R_1+2R_2} = \frac{Au_{id}-AiR_1}{R_1+2R_2} \tag{4.41}$$

unde *A* este factorul de amplificare al unui amplificator operațional fară nici un fel de reacție. Știind ca $A \gg 1$, se obține pentru intensitatea *i* a curentului expresia:

$$i = \frac{u_{id}}{R_1} \tag{4.42}$$

La intrarea celui de al treilea amplificator, care lucrează în conexiune diferențială, se aplică tensiunea $v_d = i(R_1 + 2R_2)$, astfel încât tesiunea de ieșire va avea expresia:

$$\mathrm{v} = -u_{id}\frac{R_4}{R_3}\left(1+\frac{2R_2}{R_1}\right) \tag{4.43}$$

Toate elementele din circuitul amplificatorului, cu excepția rezistorului R_1, sunt părți componente ale circuitului integrat și au valori predefinite. Rezistorul R_1, care se conectează din exterior, poate fi un potențiometru de precizie cu ajutorul căruia factorul de amplificare al amplificatorului de instrumentație:

$$A_i = -\frac{R_4}{R_3}\left(1+\frac{2R_2}{R_1}\right) \tag{4.44}$$

poate fi reglat cu mare finețe.

4.5 AMPLIFICATORUL DE IZOLARE

Uneori, peste semnalul care trebuie măsurat se suprapun tensiuni de mod comun de nivel foarte ridicat, tensiuni care pot fi periculoase pentru utilizator sau pentru dispozitivele de prelucrare a semnalului. Alteori, traductorul de intrare captează semnale de la pacienţi umani (cazul aparaturii de investigare biomedicală). În aceste situaţii, pentru protejarea pacientului, a examinatorului sau a dispozitivelor electronice este necesară separarea galvanică a etajului de ieşire de cel de intrare.

Etajul de intrare al sistemului de măsură care, de cele mei multe ori, este de tip amplificator operaţional sau amplificator de instrumentaţie este separat de etajul de ieşire folosind fie cuplajul magnetic (prin transformator de separare), fie cuplajul optic (prin optocuplor). Atât transformatorul, cât şi optocuplorul asigură transmiterea semnalului între cele două etaje fără atenuare sau cu o atenuare foarte mică. Cuplajul prin transformator se utilizează atunci când sunt necesare precizii foarte mari şi o gamă dinamică extinsă, iar cuplajul optic se utilizează în amplificatoarele de bandă largă şi când sunt necesare viteze mari de răspuns.

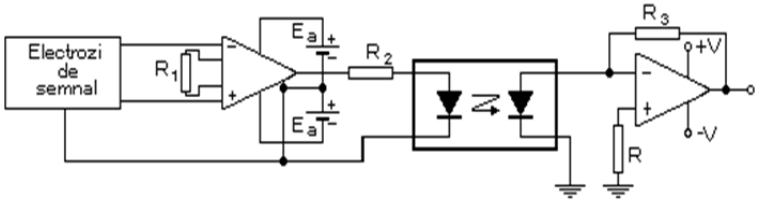


Fig. 4.20 *Schema amplificatorului de izolare.*

Pentru exemplificare, în Fig. 4.20 este prezentat principiul de funcţionare al unui amplificator izolator utilizat în aparatura de precizie din domeniul medical. Separarea galvanică este realizată cu ajutorul unui optocuplor, configuraţia de intrare este de tip amplificator de instrumentaţie, iar etajul de ieşire este de tip amplificator de curent.

4.6 AMPLIFICATORUL NORTON

4.6.1 Principiul de funcţionare

Amplificatorul Norton (AN), al cărui simbol este prezentat în Fig. 4.21a, este un amplificator integrat, un fel de rudă a amplificatorului operaţional. Amplificatorul operaţional furnizează la ieşire o tensiune proporţională cu diferenţa tensiunilor de intrare, în timp ce amplificatorul Norton amplifică diferenţa a doi curenţi, furnizând la ieşire o tensiune proporţională cu aceasta. De aceea, se spune despre amplificatorul Norton că este un *amplificator de transrezistenţă*. Spre deosebire de amplificatorul operaţional, care se alimentează cu două tensiuni simetrice faţă de traseul comun (masa de referinţă), amplificatorul Norton se alimentează cu o tensiune având o singură polaritate.

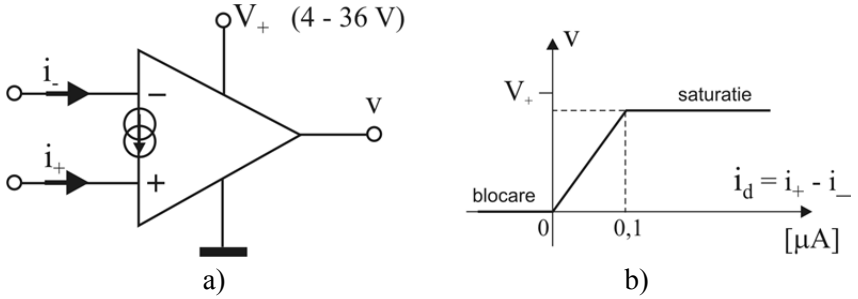


Fig. 4.21 *Simbolul amplifiactorului Norton şi caracteristica sa de transfer.*

Curenţii de intrare în amplificator sunt de ordinul de mărime a curentului de bază al unui tranzistor bipolar, $i_+, i_- \cong 10 - 50\mu A$, iar curentul diferenţial de intrare (curentul amplificat) este $i_d = i_+ - i_- \cong 30nA$.

Caracteristica de transfer a amplificatorului Norton este prezentată în Fig. 4.21b. Regimul normal de funcţionare este situat pe porţiunea liniară a acesteia, între starea de blocare şi starea de sturaţie.

Amplificatorul Norton poate fi folosit şi ca amplificator diferenţial de tensiune dacă curenţii de intrare sunt convertiţi în tensiuni prin conectarea unor rezistenţe la intrări.

În Fig.4.22 este prezentată o schemă simplificată a structurii interne a unui amplificator Norton. La intrarea neinversoare a amplificatorului se remarcă prezenţa unei oglinzi de curent. Datorită ei, curentul de bază al tranzistorului T_1 (i_{b1}) va fi diferenţa celor doi curenţi de intrare, $i_- - i_+$. Acest curent este amplificat de tranzistorul T_1 şi apoi aplicat tranzistorului T_3 care, împreună cu trantranzistorul T_2, formează un tranzistor compus de tig super-G cu o amplificare în curent de până la 10^6 (aprox. $\beta_1\beta_2$). Tranzistorul T_2 lucrează ca repetor pe emitor, separând sarcina de la ieşire de colectorul lui T_1.

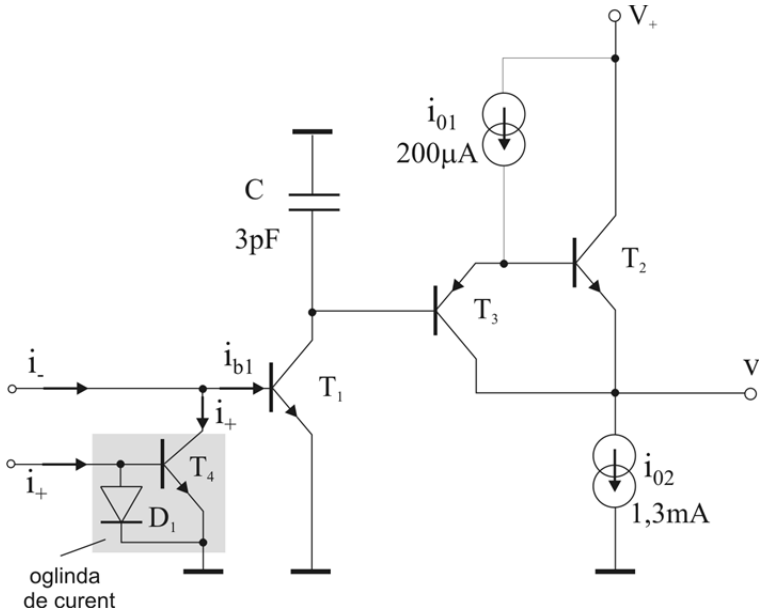


Fig. 4.22 *Circuitul de la intrarea amplificatorului Norton*.

Din structura internă a amplificatorului Norton se vede că tensiunea fiecărei intrări faţă de masă este aproximatv egală cu 0,6V. Aceasta reprezintă mărimea tensiunii de deschidere a unei joncţiuni semiconductoare *pn* polarizată direct (tensiunea bază-emitor a tranzistorului T_1, respectiv tensiunea de polarizare directă a diodei D_1).

Tensiunea de ieşire poate lua valori în intervalul: $v_{max} = V_+ - 1V$ (1V reprezintă tensiunea U_{CE} a tranzistorului T_2) şi $v_{min} = 0{,}1V$ (tensiunea pe sursa de curent i_{02} aflată în stare de saturaţie).

4.6.2 Conexiuni liniare de bază

Precizare importantă:

Pentru ca amplificatorul să lucreze corect este obligatoriu ca oglinda de curent să funcţionaze, ceea ce înseamnă că la intrarea neinversoare trebuie aplicată (prin intermediul unei rezistenţe) o tensiune continuă de polarizare a diodei D_1, indiferent de tipul de conexiune în care va lucra amplificatorul.

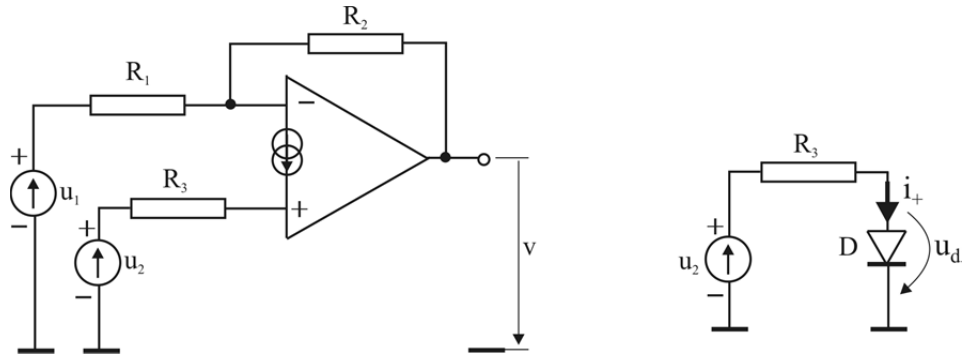
Ca şi în cazul conexiunilor liniare ale amplificatorului operaţional, şi în cazul realizării şi analizei conexiunilor liniare ale amplificatorului Norton se aplică două pincipii asemănătoare:

- toate conexiunile au *reacţie negativă*, conexiune realizată de regulă prin conectarea unei rezistenţe între ieşire şi intrarea inversoare
- pentru calculul tensiunii de ieşire se pot aplica relaţiile:

$$i_+ \cong i_- \tag{4.45}$$

$$u_+ \cong u_- \tag{4.46}$$

Conexiunea diferenţială a amplificatorului Norton (Fig. 4.23a) se deosebeşte de conexiunea similară a amplificatorului opraţional doar prin lipsa rezistenţei conectate între intrarea neinversoare şi masă (vezi precizarea anterioară).



a) b)

Fig. 4.23 *Conexiune diferenţială cu AN (a) şi schema echivalentă pentru intrarea neinversoare (b).*

Pentru stabilirea relaţiei dintre tensiunea de ieşire şi tensiunile de intrare, vom construi schemele echivalente pentru fiecare intrare şi vom aplica una dintre relaţiile (4.45) sau (4.46). În schema echivalentă pentru intrarea neinversoare prezentată în Fig. 4.23b, se poate scrie:

$$u_2 = i_+ R_3 + u_d \tag{4.47}$$

de unde rezultă curentul la intrarea neinversoare:

$$i_+ = \frac{u_2 - u_d}{R_3} \tag{4.48}$$

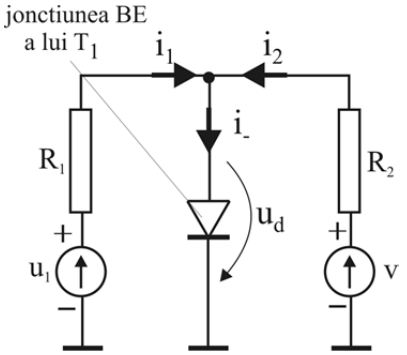


Fig. 4.24 *Schema echivalentă pentru intrarea inversoare a conexiunii din Fig. 4.23.*

Curentul la intrarea inversoare poate fi calculat pe baza schemei echivalente din Fig. 4.24, din care se pot scrie ecuaţiile:

$$u_1 = i_1 R_1 + u_d \;\Rightarrow\; i_1 = \frac{u_1 - u_d}{R_1} \tag{4.49}$$

$$\mathrm{v} = i_2 R_2 + u_d \;\Rightarrow\; \mathrm{i}_2 = \frac{\mathrm{v} - u_d}{R_2} \tag{4.50}$$

$$i_- = i_1 + i_2 \quad \Rightarrow i_- = \frac{u_1}{R_1} + \frac{\mathrm{v}}{R_2} - u_d\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) \tag{4.51}$$

Cunoscând expresiile curenţilor i_+ şi i_- şi aplicând condiţia de egalitate a lor (ec. 4.45), obţinem expresia tensiunii de ieşire:

$$\mathrm{v} = u_2 \frac{R_2}{R_3} - u_1 \frac{R_2}{R_1} + u_d\left(1 + \frac{R_2}{R_1} - \frac{R_2}{R_3}\right) \tag{4.52}$$

În practică, de multe ori se lucrează cu ponderi egale pentru tensiunile u_1 şi u_2 alegându-se R_1=R_3, astfel încât tensiunea de ieşire se va calcula din relaţia simplificată:

$$\mathrm{v} = \frac{R_2}{R_1}(u_2 - u_1) + u_d \tag{4.53}$$

Conexiunea neinversoare a amplificatorului Norton este prezentată în Fig. 4.25. Ea este asemănătoare conexiunii neinversoare a amplificatorului operaţional, cu excepţia faptului că intrarea inversoare nu este conectată la masă printr-o rezistenţă. Dacă rezistenţa R_1 ar rămâne conectată la masă, ea ar conecta baza tranzistorului T_1 şi colectorul tranzistorului T_4 la masă şi funcţionarea amplificatorului ar fi blocată.

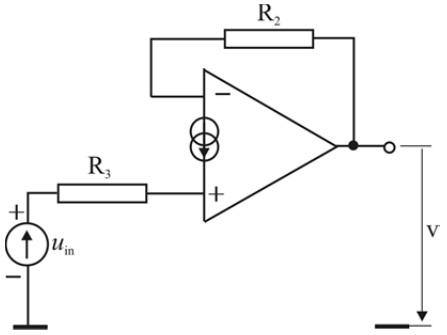


Fig. 4.25 *Conexiunea neinversoare cu amplificator Norton.*

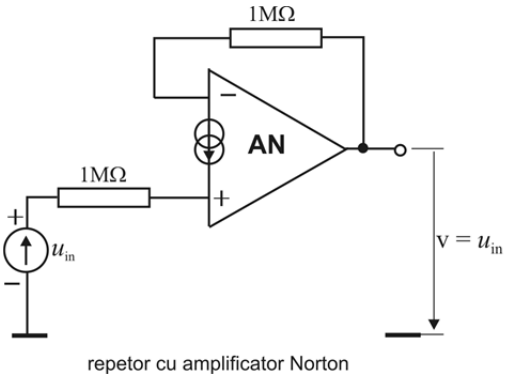
Expresia tensiunii de ieşire pentru amplificatorul Norton în conexiune neinversoare se poate obţine prin particularizarea relaţiei (4.46). Punând: $u_2 = u_{in}$, $u_1 = 0$ şi $R_1 \to \infty$ rezultă:

$$v = u_{in}\frac{R_2}{R_3} + u_d\left(1 - \frac{R_2}{R_3}\right) \tag{4.54}$$

Dacă se alege $R_3 = 2R_2$, atunci:

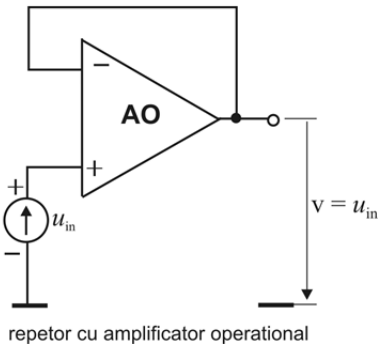
$$v = \frac{u_{in}}{2} + \frac{u_d}{2} \tag{4.55}$$

Acţionând în acest fel se poate stabili la ieşire un nivel fix de tensiune continuă. Acest lucru este important deoarece în cazul amplificatorului Norton, alimentat cu tensiune cu o singură polaritate, tensiunea de ieşire nu poate avea decât aceeaşi polaritate cu tensiunea de alimentare. Astfel, dacă vrem să amplificăm un semnal alternativ astfel încât la ieşire să avem un semnal similar ca formă de undă cu cel de la intrare, va trebui ca la ieşire să-l deplasăm cu o tensiune continuă cel puţin egală cu amplitudinea sa. Pentru aceasta ne vine în ajutor conexiunea neinversoare în curent continuu. Astfel, dacă la intrarea ei aplicăm o tensiune continuă, $u_{in} = V_+ = 15V$, la ieşire vom avea o tensiune continuă, fixă, de aproximativ 7,8V (considerând u_d = 0,6V).



repetor cu amplificator Norton

Fig. 4.26



repetor cu amplificator operational

Fig. 4.27

Din relaţia (4.54) observăm că dacă $R_3 = R_2$, $v = u_{in}$ şi amplificatorul lucrează ca un *repetor de tensiune* (Fig. 4.26). El seamănă foarte mult cu repetorul de tensiune construit cu un amplificator operaţional (Fig. 4.27), cu excepţia celor două rezistenţe identice din circuitul de intrare şi din circuitul de reacţie. Rezistenţa din circuitul de intrare converteşte tensiunea de intrare într-un curent, iar rezistenţa din circuitul de reacţie determină tensiunea de ieşire să crească la o asemenea valoare încât să asigure intrării inversoare un curent la fel de mare. Din cauza căderii de tensiune pe dioda D_1 circuitul cu amplificator Norton nu este atât de precis ca unul cu amplificator operaţional dar este foarte util şi are o rezistenţă de intrare rezonabilă (1MΩ).

Conexiunea inversoare (în curent alternativ). În Fig. 4.28 este prezentată o schemă (cu un exemplu de valori concrete) a unui amplificator inversor de curent alternativ.
Sursa de tensiune continuă de 15V de la intrarea neinversoare asigură deplasarea componentei continue a tensiunii de ieşire la +7,8V. Peste acestă tensiune continuă se suprapune semnalul variabil de intrare amplificat cu factorul $-R_2/R_1 = -20$. Semnalul de intrare se aplică pe intrarea inversoare prin intermediul unui condensator de cuplaj. Pentru înlăturarea componentei continue a semnalului amplificat, la ieşirea amplificatorului se conectează un filtru trece-sus format din condensatorul C_2 şi rezistenţa R_4. Astfel:

$$v = -\frac{R_2}{R_1} u_{in} \tag{4.56}$$

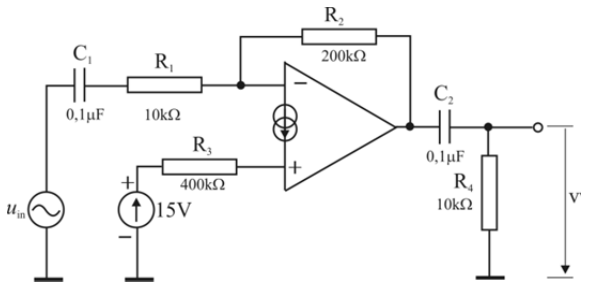
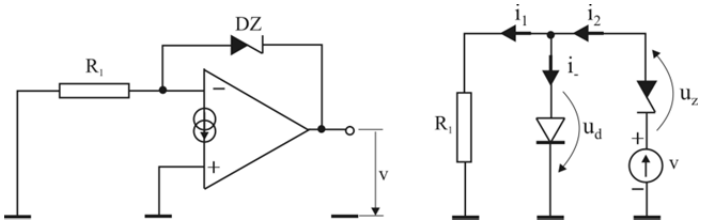


Fig. 4.28 *Conexiune inversoare pentru tensiuni alternative cu amplificator Norton*.

Regulatorul de tensiune. În Fig.4.29a este prezentat un regulator de tensiune cu o diodă stabilizatoare în circuitul de reacţie negativă. Deşi la nici una dintre intrări nu este aplicată nici o tensiune, dioda stabilizatoare este polarizată invers de către tensiunea de ieşire (să nu uităm că amplificatorul este alimentat cu tensiunea V_+).



a) b)

Fig. 4.29 *Regulator de tensiune cu amplificator Norton (a) şi schema sa echivalentă (b)*.

Expresia tensiunii de ieşire poate fi calculată examinând schema echivalentă din Fig. 4.29b, pe baza căreia pot fi scrise ecuaţiile:

$$i_- << i_1, i_2 \Rightarrow i_1 \cong i_2$$

$$i_1 = \frac{u_d}{R_1} \tag{4.57}$$

$$v = u_z + u_d \tag{4.58}$$

Din relaţia (4.58) se vede că tensiunea de ieşire este constantă, find determinată de tensiunea de stabilizare a diodei (tensiunea de deschidere a joncţiunii bază-emitor a tranzistorului T_1 având valori între 0,55V şi 0,6V). Pentru reducerea zgomotului de licărire (flicker noise) şi îmbunătăţirea stabilităţii, valoarea rezistenţei R_1 este aleasă de ordinul sutelor de kΩ, astfel încât curentul de polarizare a diodei să fie mic (de ordinul mA).

Comparatorul de tensiune. Analizând expresia factorului de amplificare pentru conexiunea diferenţială (ec.4.52), în condiţiile în care $R_1 = R_3$:

$$v = \frac{R_2}{R_1}(u_2 - u_1) + u_d \tag{4.59}$$

vom observa că amplificarea este cu atât mai mare cu cât raportul R_2/R_1 este mai mare şi tensiunea pe joncţiunea semiconductoare poate fi neglijată. Pe acest raţionament se bazează folosirea amplificatorului Norton drept comparator. Schema de pornire este aceea a amplificatorului diferenţial (Fig.4.23a) în care se deconectează rezistenţa R_2 ($R_2 \to \infty$), rezultând schema din Fig. 4.30a.

Din schemele echivalente pentru intrarea inversoare (Fig.4.30b), respectiv neinversoare (Fig.4.30c) se pot scrie expresiile curenţilor la intrările amplificatorului:

$$i_- = \frac{u_1 - u_d}{R} \tag{4.60}$$

$$i_+ = \frac{u_2 - u_d}{R} \tag{4.61}$$

Din Fig. 4.22 se vede că în baza tranzistorului T_1 intră diferenţa celor doi curenţi:

$$i_{b1} = i_- - i_+ = \frac{1}{R}(u_1 - u_2) \tag{4.62}$$

iar curentul diferenţial de intrare va fi:

$$i_d = -i_{b1} = \frac{1}{R}(u_2 - u_1) \tag{4.63}$$

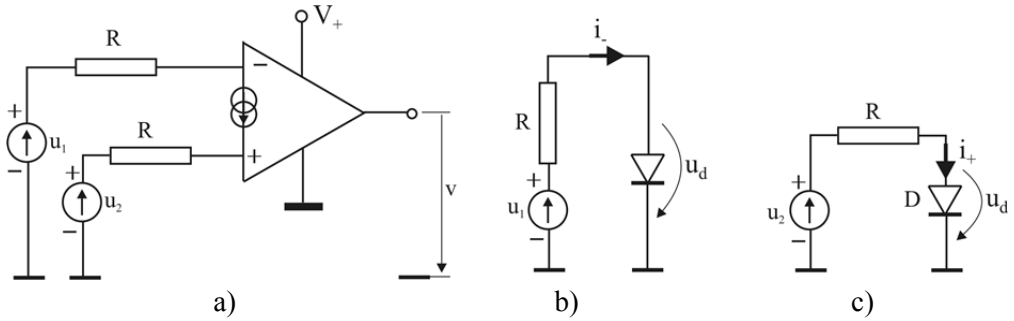


Fig. 4.30 *Comparator de tensiune cu amplifiactor Norton (a) şi schemele echivalente (b) şi (c).*

Analizând caracteristica de transfer a amplificatorului Norton (Fig. 4.21b) vom observa că dacă $i_d > 0{,}1\mu A$ ieşirea compratorului este în saturaţie ($v = V_+ - 1V$) şi dacă $i_d < 0$, v = 0,1V. Astfel, caracteristca de transfer în tensiune a comparatorului va fi cea prezentată în Fig. 4.31.

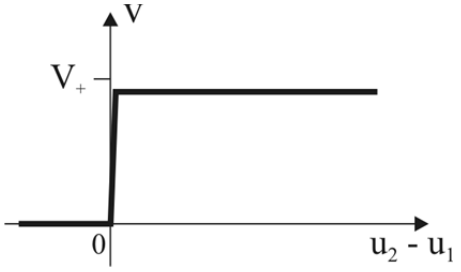


Fig. 4.31 *Caracteristica de transfer a comparatorului din Fig. 4.30a.*

Capitolul V

ZGOMOTE ȘI METODE DE REDUCERE A LOR

5.1 ZGOMOTELE ÎN PROCESUL DE MĂSURARE

5.1.1 Ce este zgomotul ? (în electronică)

În electronică se lucrează cu semnale electrice purtătoare de informaţie. Dacă ne referim la variaţia temporală a semnalelor, ele pot fi constante sau variabile, cu o singură polaritate faţă de un potenţial de referinţă sau cu ambele polarităţi, periodice sau neperiodice, armonice sau nearmonice, etc. De multe ori semnalele electrice sunt rezultatul conversiei prin intemediul unor senzori a unor semnale neelectrice: fizice, chimice sau biologice. Nivelul semnalului electric, forma lui, modul de variaţie în timp ne oferă informaţii despre semnalul neelectric care a fost convertit (temperatură, presiune, viteză, semnale biologice provenite de la organismele vii etc). Este de la sine înţeles că ar fi de dorit ca în procesul de conversie a unui semnal neelectric în semnal electric şi apoi de prelucrare electronică a semnalului electric să nu intervină nici un factor perturbator care să modifice forma semnalului iniţial (original), semnal care ne furnizează informaţii despre mărimea fizică, chimică sau biologică monitorizată. În practică însă acest deziderat nu se realizează pentru că semnalul, pe întreg parcursul său, de la receptarea lui de către senzor şi până la afişarea rezultatului prelucrării lui, este afectat de către factori perturbatori externi sau interni. Aceşti factori modifică nivelul şi forma semnalului util, determinînd erori în procesul de măsurare/monitorizare a semnalului util. Pentru că ei reprezintă „musafirul nepoftit", au fost denumiţi zgomote. Fără pretenţia de a da o definiţie foarte exactă, putem afirma că:

Zgomotul este orice factor care poate influenţa în rău o cantitate pe care o măsurăm.

Din punct de vedere al prelucrării unui semnal nu este atât de important nivelul zgomotului (în semnsul mărimii sale), pe cât este raportul dintre nivelul semnalului util şi nivelul zgomotului (*raportul semnal/zgomot*). Zgomotele nu pot fi înlăturate total din procesul de măsurare a unui semnal dar efectul lor perturbator poate fi diminuat în sensul îmbunătăţirii raportului semnal/zgomot. Pentru a putea înţelege care sunt modalităţile de îmbunătăţire a acestui raport, trebuie mai întâi să vedem care sunt tipurile cele mai importante de zgomote şi care sunt sursele lor.

5.1.2 Tipuri de zgomote

Categoriile cele mai frecvente de zgomote care afectează procesele de măsurare şi prelucrare a semnalelor electrice se pot împărţi în două mari categorii:

- Zgomot extrinsec (sau interferenţa)
- Zgomot intrinsec:
  - zgomotul termic (Johnson)
  - zgomotul de alice (Shot Noise)
  - zgomotul 1/f (Flicker Noise)

Interferenţa se referă la orice zgomot exterior procesului de măsurare. De exemplu, atunci cînd se efectuează măsurărtori de câmp magnetic cu o sondă Hall, în funcţie de intensitatea câmpului măsurat, câmpul magnetic terestru poate constitui un factor perturbator al cărui efect poate fi diminuat prin luarea unor măsuri de ecranare. Un al exemplu poate fi un experiment de interferometrie optică. El poate fi afectat de vibraţiile mecanice de orice fel, inclusiv de maşinile care circulă pe stradă. Din acest motiv nu vom instala un astfel de experiment la etajele superioare ale unei clădiri şi vom incerca să reducem cât mai mult vibraţiile mecanice

prin plasarea standului de lucru pe o masă cât mai robustă, poziţionată pe tampoane amortizoare. Din punctul de vedere al semnalelor electrice, acestea pot fi perturbate de câmpurile electromagnetice exterioare sistemului de măsură (mai ales de cele de radiofrecvenţă) sau de fluctuaţiile tensiunii de alimentare. Aceste zgomote sunt greu de distins faţă de semnalele autentice, dar pot fi evitate prin măsuri de ecranare, pământare sau filtrare.

Zgomotul termic (*Johnson*) ne duce cu gândul la căldură, agitaţie termică şi mişcare dezordonată. Dar noi ştim că un semnal electric înseamnă şi un curent electric, iar curentul electric înseamnă o mişcare ordonată a purtătorilor de sarcină (sarcini discrete). Deplasarea purtătorilor de sarcină este un proces statistic. Căldura, prin favorizarea dezordinii, va constitui un factor perturbator care determină fluctuaţii macroscopice ale stării electrice a sistemului considerat. Zgomotul termic se manifestă în orice element rezistiv de circuit, fiind analogul electronic al mişcării browniene. El este cu atât mai important cu cât temperatura mediului în care se află un rezistor parcurs de un curent electric este mai mare. Influenţa lui asupra semnalului util se manifestă sub forma unei tensiuni aleatorii care apare la bornele rezistenţei.

Fiind vorba de un proces aleator, valoarea medie a tensiunii de zgomot termic este nulă:

$$\langle u_{zJ} \rangle = 0 \tag{5.1}$$

Valoarea pătratică medie a tensiunii de zgomot termic este dependentă de temperatura rezistenţei (T), de valoarea ei (R) şi de domeniul de frecvenţe în care o calculăm (exprimat prin banda de frecvenţe, Δf) şi poate fi calculată cu relaţia:

$$\langle u_{zJ}^2 \rangle = 4k_B R \cdot T \cdot \Delta f \tag{5.2}$$

în care k_B este constanta lui Boltzmann ($1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/K).

Pentru formarea unei idei privind valorile concrete ale tensiunii de zgomot termic, vom considera o rezistenţă de **100 kΩ**, aflată la temperatura camerei (**300K**). În interiorul unei benzi de frecvenţe de **1 kHz**, mărimea tensiunii de zgomot termic va fi: $\sqrt{\langle u_{zJ}^2 \rangle}$ **= 0,41 μV.**

Din expresia tensiunii de zgomot termic se observă că valoarea ei nu depinde de poziţia in spectrul frecvenţelor a benzii de frecvenţe considerate, ci numai de lărgimea ei. Astfel, tensiunea de zgomot termic a unei rezistenţe de 100 kΩ aflată la temperatura camerei, va fi 0,41 μV atât în intervalul 10-11 kHz, cât şi în intervalul 100-101 kHz. Un astfel de zgomot, a cărui mărime nu depinde de localizarea intervalului de frecvenţe considerat, se numeşte *zgomot alb* (*white noise*). Zgomotul termic nu poate fi eliminat niciodată. El este independent de forma şi tipul rezistenţei din circuit. Astfel, două rezistenţe cu aceeaşi valoare, una metalică şi una cu peliculă de carbon, aflate la aceeaşi temperatură, vor fi afectate la bornele lor de o aceeaşi tensiune de zgomot într-o bandă de frecvenţe dată. Singura modalitate de limitare e efectului zgomotului termic asupra unui semnal electric este folosirea unor semnale utile cu un spectru cît mai îngust de frecvenţe.

Zgomotul de alice (*shot noise*) este o consecinţa a faptului că sarcinile electrice sunt particule discrete. Curentul electric nu este consecinţa curgerii unui fluid continuu, ci este consecinţa deplasării ordonate a unor particule discrete neneutre (electroni, ioni). Din punct de vedere statistic, intr-un interval de timp infinit mic, secţiunea transversală a conductorului parcurs de curent nu va fi penetrată întotdeauna de acelaşi număr de purtători de sarcină (fluctuaţii Poisson). În cazul unui conductor metalic, dacă $\langle N \rangle$ este numărul mediu de electroni care travesează secţiunea perpendiculară pe fluxul de electroni în unitatea de timp, atunci intensitatea curentului continuu prin acea secţiune va fi:

$$I = e \cdot \langle N \rangle \tag{5.3}$$

Zgomotul de alice îşi va manifesta efectul în orice conductor parcurs de curent electric. Ponderea sa în semnalul total (util + zgomot) este invers proporţională cu intensitatea curentului prin ramura de circuit considerată. Valoarea pătratică medie a intensităţii curentului de zgomot de alice se poate calcula cu relaţia:

$$\langle i_{zs}^2 \rangle = 2eI \cdot \Delta f \tag{5.4}$$

în care *e* este sarcina electronului ($1{,}6 \cdot 10^{-19}$ C) iar Δf are aceeaşi semnificaţie ca şi în cazul zgomotului termic. Astfel, intensitatea curentului de zgomot printr-un circuit parcurs de un curent de 10^{-9} A, în interiorul unui domeniu de frecvenţe de 1 kHz, va fi: $\sqrt{\langle i_{zs}^2 \rangle}$ = 0,57 pA. În graficul din Fig. 5.1 este reprezentată ponderea zgomotului de alice într-un semnal util, în funcţie de intensitatea curentului prin circuit. *Zgomotul de alice* este şi el un *zgomot alb*.

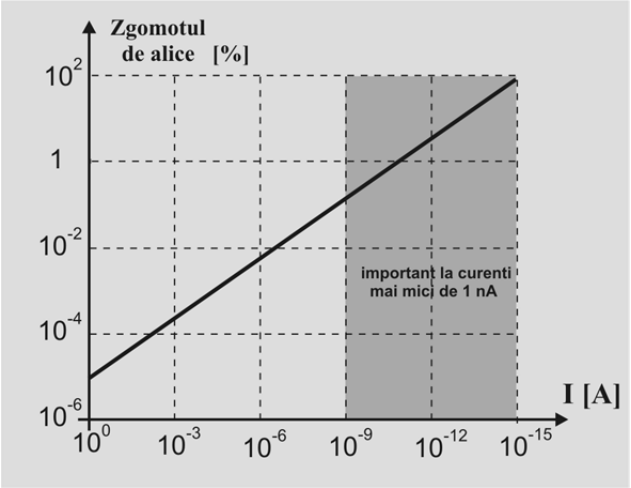


Fig. 5.1 *Ponderea zgomotului de alice în funcţie de intensitatea curentului*.

Zgomotul 1/f (*flicker noise*) este poate cel mai important factor perturbator după interferenţe. Se numeşte zgomot 1/*f* deoarece puterea de zgomot depinde de locul din spectrul de frecvenţe în care este plasată banda de frecvenţe în care este măsurat. Fiind dependent de frecvenţă, el nu mai este un zgomot alb ci un *zgomot roz* (*pink noise*). Originea lui nu este elucidată pe deplin. Se ştie însă că el depinde foarte mult de construcţia componentelor electronice folosite şi de calitatea circuitului (mai ales a contactelor electrice). De aceea, pentru reducerea efectului zgomotului 1/*f* asupra semnalelor utile, se recomandă executarea unur lipituri calde, ferme şi dacă se poate, contactele ohmice şi traseele să fie argintate sau chiar aurite. Efectul său mai poate fi redus prin folosirea unor filtre trece-sus şi trece-jos care să „taie" zgomotul situat sub sau peste o anumită frecvenţă. Este evident că frecvenţele de tăiere trebuie astfel alese încât semnalul util să fie în afara domeniilor de frecvenţe tăiate.

5.2 ÎMBUNĂTĂŢIREA RAPORTULUI SEMNAL/ZGOMOT

Am menţionat şi mai sus că practic este imposibilă anularea totală a efectelor zgomotelor asupra semnalelor utile. În schimb, există multe metode cu ajutorul cărora nivelul de zgomot să fie redus iar raportul semnal/zgomot să fie îmbunătăţit. Pe unele dintre ele le-am amintit chiar atunci cînd am vorbit despre zgomote. În continuare vom enumera cele mai cunoscute metode de reducere a zgomotelor, urmînd ca apoi cele mai importante dintre ele să fie tratate în capitole distincte sau în contextul altor capitole.

În general, metodele de reducere a efectelor zgomotelor asupra semnalelor utile se împart în două mari categorii: **metode hard**, prin intermediul cărora se intervine asupra semnalului direct în procesul de măsurare şi **metode soft**, prin intermediul cărora se acţionează, prin metode de calcul, asupra semnalelor achiziţionate şi memorate.

Metode HARD

- ecranarea şi pământarea
- folosirea filtrelor analogice (pasive şi active)
- folosirea amplificatoarelor diferenţiale (de curent sau tensiune) şi de instrumentaţie
- modularea semnalelor

- detecţia sensibilă la fază (detecţia sincron)

Metode SOFT

- medierea, în acelaşi punct sau ponderată, a semnalelor memorate
- filtrarea digitală

5.2.1 Ecranarea şi pământarea

Ecranarea electrostatică şi conectarea carcaselor aparatelor (nu numai de măsură) la priza de pâmânt sunt poate cele mai vechi metode de protecţie împotriva factorilor perturbatori externi. Din punct de vedere al ecranării şi pământării în procesele de măsurare şi prelucrare a unor mărimi electrice sunt importanţi doi factori: frecvenţa semnalelor măsurate şi calitatea prizei de pământare. Este cunoscut faptul că pentru a avea o ecranare eficientă este necesară corelarea dimensiunilor plasei cuştii Faraday cu lungimea de undă a semnalelor electrice prelucrate. De asemenea, folosirea cablurilor coaxiale pentru conexiunea între diversele blocuri ale sistemului de măsură este mai mult decât necesară, mai ales la frecvenţe ridicate. În ceea ce priveşte priza de pământare amintim doar de existenţa standardelor specifice privind materialul din care este confecţionată centura de pământare şi stratul de protecţie anticoroziune al ei, precum şi adâncimea de îngropare şi umiditatea pamântului.

5.2.2 Filtre analogice pasive

Ce este un filtru analogic?

Un filtru analogic poate fi privit ca un cuadrupol (două borne de intrare şi două de ieşire) alcătuit din diferite elemente de circuit, care are un comportament diferit faţă de semnalele cu diferite frecvenţe. Când spunem comportament diferit ne referim la modul în care filtrul acţionează asupra mărimii (amplitudinii) semnalelor cu diferite frecvenţe sau asupra mărimii (amplitudinii) componentelor din spectrul de frecvenţe al semnalului de la intrare.

În funcţie de modul în care filtrele acţionează asupra semnalelor aplicate la intrare, ele pot fi clasificate în:

- filtre *trece-jos* (*taie-sus*) care lasă semnalele cu frecvenţe până la o anumită valoare (*frecvenţa de tăiere*) să treacă neatenuate sau atenuate foarte puţin, iar pe cele cu frecvenţe superioare frecvenţei de tăiere le atenuează foarte puternic.
- filtre *trece-sus* (*taie jos*) care sunt complementare filtrelor „trece-jos". Ele atenuează drastic semnalele cu frecvenţe mai mici decât *frecvenţa de tăiere* şi lasă să treacă neatenuate sau atenuate foarte puţin, semnalele cu frecvenţe superioare frecvenţei de tăiere treacând neatenuate sau atenuate foarte puţin.
- filtre *trece-bandă* care lasă să treacă neatenuate sau atenuate foarte puţin semnalele cu frecvenţe cuprinse într-un anumit domeniu de frecvenţe, numit *bandă de trecere*, atenuând drastic semnalele cu frecvenţe aflate în afara benzii de trecere.
- filtre *opreşte-bandă* care sunt complementarele filtrelor „trece bandă". Ele atenuează drastic semnalele cu frecvenţe cuprinse într-un anumit domeniu de frecvenţe, numit *bandă de tăiere* şi lasă să treacă neatenuate sau atenuate foarte puţin semnalele cu frecvenţe aflate în afara benzii de tăiere.

În funcţie de componenţa constructivă a filtrelor analogice ele pot fi clasificate în:

- *filtre pasive*, alcătuite numai din elemente pasive de circuit (rezistori, bobine, condensatori). Consecinţa unei astfel de structuri este aceea că amplitudinea semnalului de la ieşirea filtrului nu poate fi mai mare decât amplitudinea semnalului de la intrarea lui. Cu alte cuvinte, valoarea maximă a funcţiei de transfer nu poate fi supraunitară.
- *filtre active*, care reprezintă o combinaţie de filtre pasive şi elemente active de circuit (de cele mai multe ori, amplificatoare operaţionale). Prezenţa elementelor active (şi a eventualelor circuite de reacţie) asigură pe de o parte, o amplificare a semnalelor cu frecvenţe aflate în banda de trecere şi pe de alta, o îmbunătăţire a caracteristicilor filtrului.

Cele mai simple filtre pasive sunt cele construite doar din două elemente: *rezistor* + *condensator* sau *rezistor* + *bobină*, conectate ca în Fig. 5.2. Ele se mai numesc şi *celule elementare de filtrare* sau *filtre de ordinul 1*, putând fi doar de tipul „*trece-jos*" sau „*trece-sus*", în funcţie de poziţia celor două elemente în circuitul care reprezintă filtrul. Să observăm că rezistorul este prezent în toate cele patru combinaţii posibile de filtre. Filtrele în care bobina, respectiv condensatorul, ocupă aceeaşi poziţie în circuit sunt complementare: dacă unul este de tip „trece-jos", celălalt este de tip „trece-sus". Fiind circuite de tip cuadrupol, comportamentul filtrelor poate fi caracterizat cu ajutorul diagramelor Bode: caracteristica de transfer în tensiune şi caracteristica de fază. Prima ne dă informaţii despre tipul filtrului, iar cea de a doua ne spune care este defazajul semnalului de la ieşire faţă de semnalul aplicat la intrare.

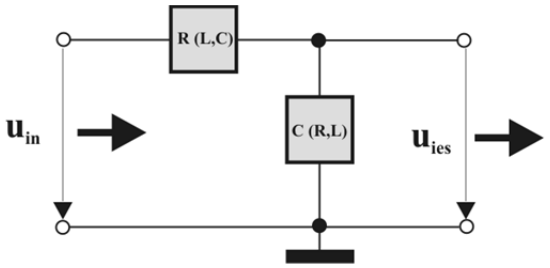


Fig. 5.2 *Filtru pasiv, schemă generală.*

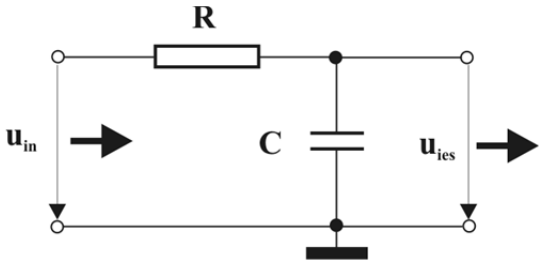


Fig. 5.3 *Filtru pasiv trece-jos.*

Modalitatea de calcul a parametrilor caracteristici ai unui filtru elementar este foarte simplă, mai ales atunci când elemntele de circuit se consideră ca fiind ideale. O vom exemplifica pe un filtru *RC*, a cărui schemă este prezentată în Fig. 5.3. Pentru simplificarea şi mai mult a calculelor vom considera că, în domeniul de frecvenţe pentru care este proiectat, valorile elementelor filtrului sunt astfel alese încât impedanţa filtrului să fie mult mai mare decât impedanţa de ieşire a sursei de semnal şi mult mai mică decât impedanţa sarcinii pe care el debitează energie.

Aplicând medoda de calcul cu mărimi complexe, funcţia de transfer în tensiune va avea expresia:

$$\frac{u_{ies}}{u_{in}} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{1}{1 + j \cdot 2\pi RC \cdot f} \tag{5.5}$$

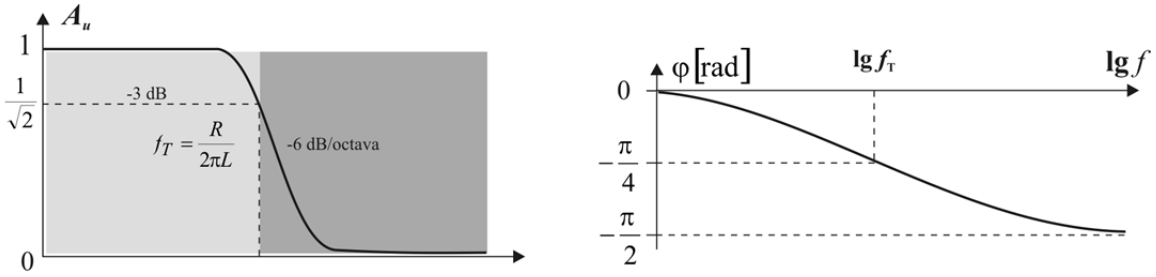
iar modulul ei:

$$\left|\frac{u_{ies}}{u_{in}}\right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi RC)^2 \cdot f^2}} \tag{5.6}$$

Din expresia (5.6) se vede imediat că dacă $f = \frac{1}{2\pi RC}$, atunci $\left|\frac{u_{ies}}{u_{in}}\right| = \frac{1}{\sqrt{2}}$, ceea ce înseamnă o atenuare cu *3 dB* a semnalului de ieşire faţă de semnalul de intrare. Vom „boteza" această frecvenţă particulară *frecvenţă de tăiere* şi o vom nota cu f_T. Astfel, relaţia (5.6) poate fi acum scrisă:

$$|A_u| = \left|\frac{u_{ies}}{u_{in}}\right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_T^2}}} \tag{5.7}$$

Reprezentarea grafică a funcţiei de transfer a filtrului (5.7) este prezentată în Fig. 5.4a. Ea „ne spune" că este vorba despre un filtru „trece-jos", care lasă să treacă prin el semnalele cu frecvenţe mai mici decât f_T şi atenuează foarte mult semnalele cu frecvenţe mai mari.



a) b)

Fig. 5.4 *Caracteristicile de transfer (a) şi fază (b) ale filtrului din Fig. 5.3.*

Pentru a vedea cum acţionează filtrul asupra fazei semnalului, vom raţionaliza expresia funcţiei de transfer astfel încât ea să poată fi scrisă sub forma **Re** + *j***Im**:

$$\frac{u_{ies}}{u_{in}} = \frac{1}{1+\frac{f^2}{f_T^2}} - j\frac{\frac{f}{f_T}}{1+\frac{f^2}{f_T^2}} \tag{5.8}$$

Astfel, defazajul semnalului de ieşire faţă de cel de intrare va avea expresia:

$$\varphi = -arctg\ \frac{f}{f_T} \tag{5.9}$$

Din reprezentarea grafică a caracteristicii de fază (Fig. 5.4b) se poate observa că, pe tot domeniul de frecvenţe, tensiunea de ieşire este defazată în urma tensiunii de intrare. Rezultatul acesta putea fi prevăzut şi fără calculul funcţiei de transfer, observând că tensiunea de ieşire este chiar tensiunea de la bornele condensatorului, care, pentru a se încărca până la o anumită valoare a tensiunii, are nevoie de un interval de timp finit, determinat de capacitatea sa şi de valoarea rezistenţei prin care se încarcă.

Şi comportarea filtrului la limitele domeniului de frecvenţe poate fi analizată fără cunoaşterea formei analitice a funcţiei de transfer, pe baza cunoaşterii comportării elementelor reactive de circuit (în cazul de faţă un condensator) în curent continuu şi la frecvenţe foarte mari. Astfel:

$X_C = \frac{1}{2\pi fC}\Big|_{f=0} \to \infty \quad \Rightarrow$ *în curent continuu condensatorul poate fi înlocuit cu o întrerupere* şi

$X_C = \lim\big|_{f\to\infty} \frac{1}{2\pi fC} = 0 \quad \Rightarrow$ *la frecvenţe foarte mari condensatorul poate fi înlocuit cu un scurcircuit*

Ţinând seama de aceste două adevăruri, pot fi desenate schemele echivalente ale filtrului din Fig.5.3 la limita curentului continuu şi la limita frecvenţelor foarte înalte (Fig. 5.5). Se vede imediat că la limita curentului continuu şi la frecvenţe mici (probabil pînă la o anumită valoare) semnalul trece spre ieşire, pentru ca la frecvenţe mari să fie puternic atenuat (chiar până la 0).

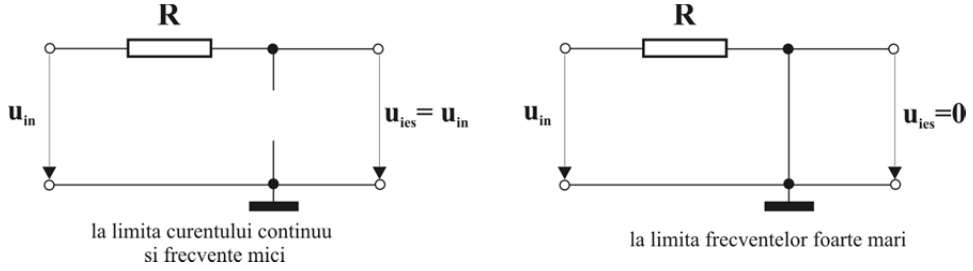


Fig. 5.5 *Scheme echivalente ale filtrului din Fig. 5.3.*

Este evident că aceasta este o metodă aplicabilă doar pentru o evaluare calitativă a comportării unui circuit conţinând elemente reactive (condensatori şi/sau bobine) la cele două extreme ale valorii frecvenţei. Ce se întâmplă însă între aceste extreme poate fi prezis doar pe baza analizei funcţiei de transfer. In cazul

analizat mai sus filtrul conţine doar două elemente de circuit şi modulul funcţiei de transfer este monoton descrescător odată cu creşterea frecvenţei. Dacă circuitul reprezentând filtrul are trei sau mai multe componente, este posibil ca pe întreg domeniul de frecvenţe funcţia de transfer să aibă mai multe maxime şi/sau minime şi chiar să ia de mai multe ori valoarea zero. În aceste situaţii se vorbeşte despre *polii* şi *zerourile* funcţiei de transfer.

În *Tabelul 5.1* sunt prezentate valorile modulului funcţiei de transfer (5.7) pentru câteva valori particulare ale frecvenţei.

Tabelul 5.1

f	f_T	$2f_T$	$4f_T$	$8f_T$	$10f_T$	$100f_T$
$\left\lvert\frac{u_{ies}}{u_{in}}\right\rvert_{dB} = 20\cdot\lg\left\lvert\frac{u_{ies}}{u_{in}}\right\rvert$	-3,01	-6,99	-12,30	-18,13	-20,04	-40,00

După cum se poate observa, pentru frecvenţe mai mari decât $2f_T$, la fiecare dublare a frecvenţei atenuarea semnalului de ieşire creşte cu aproximativ 6dB. De asemenea, pentru frecvenţe mai mari decât $10f_T$, la fiecare multiplicare cu 10 a frecvenţei atenuarea semnalului de ieşire creşte cu aproximativ 20dB. Aceste valori ale atenuării introduse de filtru la diferite frecvenţe ne oferă măsura *pantei funcţiei de transfer* în vecinătatea frecvenţei de tăiere. Alături de tipul de filtru şi de frecvenţa de tăiere, *panta filtrului este o altă caracteristică a lui*. Astfel, despre filtrul elementar *RC* analizat anterior se spune că are o pantă de – *6 dB/octavă* sau – *20 dB/decadă*.

Similar cu analiza filtrului *RC* pot fi analizate şi celelalte filtre simple. Sinteza comportării celor patru filtre elementare de ordinul I este prezentată în *Anexa I*. În anexă se poate observa că dintre combinaţiile posibile de câte două elemente, ca cea analizată mai sus, lipseşte combinaţia *LC* (bobină + condensator). Acest caz trebuie tratat separat deoarece, fiind vorba de două elemente de circuit reactive şi complementare, orice combinaţie a lor (serie sau paralel) reprezintă un circuit rezonant, cu un comportament particular la frecvenţa de rezonanţă. Dintre cele două combinaţii vom analiza mai detaliat doar circuitul *LC* paralel din trei motive: **a**) este cel mai utilizat; **b**) este mai greu de calculat şi **c**) la frecvenţe ridicate, o simplă bobină reprezintă ea însăşi un circuit rezonant paralel. În general, filtrele *LC* se folosesc în domeniul frecvenţelor înalte şi foarte înalte (sute de kilohertzi sau mai mari).

Vom începe prin a analiza comportarea unui circuit format dintr-o bobină şi un condensator conectate în paralel (Fig. 5.6). Dintre elementele parazite menţionate mai sus l-am considerat doar pe cel mai reprezentativ (până la o anumită frecvenţă), rezistenţa de pierderi a bobinei, ***r***. La frecvenţe foarte mari (RF şi mai sus) trebuie luate în calcul şi celelalte elemente parazite.

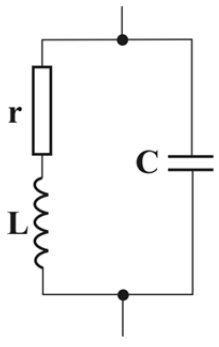


Fig. 5.6 *Circuit rezonant paralel LC.*

Dacă se introduc notaţiile: $X_L = \omega L$ şi $X_C = 1/\omega C$, atunci expresia impedanţei circuitului, scrisă sub forma complexă **Re** + *j***Im**, este:

$$Z = \frac{rX_C^2}{r^2 + (X_L - X_C)^2} - jX_C\frac{r^2 + X_L(X_L - X_C)}{r^2 + (X_L - X_C)^2} \tag{5.10}$$

Circuitul prezintă fenomenul de rezonanţă în situaţia în care partea reactivă a impedanţei sale se anulează:

$$r^2 + X_L\left(X_L - X_C\right) = 0 \tag{5.11}$$

Din această condiţie va rezulta expresia frecvenţei sale de rezonanţă:

$$f_{rez} = f_o\sqrt{1 - \frac{Cr^2}{L}} \tag{5.12}$$

în care am notat $f_o = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$.

Ţinând seama de condiţia de rezonanţă (5.11) şi de faptul că la rezonanţă partea reactivă a impedanţei se anulează, expresia impedanţei circuitului în această situaţie particulară va fi:

$$Z_{rez} = r\left(1 + \frac{\omega_{rez}^2 L^2}{r^2}\right) \tag{5.13}$$

Raportul $\omega_{rez}L/r$ reprezină factorul de calitate al bobinei, Q. De regulă, atunci când folosim bobine la frecvenţe înalte vom lua toate măsurile ca ele să fie de foarte bună calitate ($Q > 10$), astfel încât, cu o foarte bună aproximaţie, se poate scrie:

$$Z_{rez} \cong Q^2 \cdot r \tag{5.14}$$

Pe baza acestor considerente se poate reprezenta grafic (Fig. 5.7) dependenţa de frecvenţă a impedanţei circuitului *LC* paralel din Fig. 5.6.

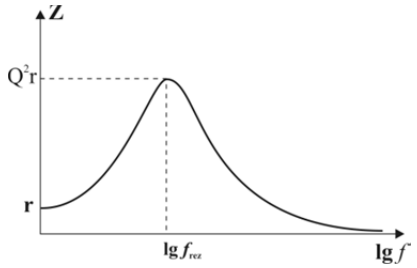


Fig. 5.7 *Dependenţa de frecvenţă a impedanţei circuitului din Fig. 5.6.*

Se poate observa că impedanţa circuitului este maximă în condiţii de rezonanţă (de aproximativ Q^2 ori mai mare decât rezistenţa de pierderi a bobinei) şi descreşte rapid la frecvenţe mai mici sau mai mari. Curba de rezonanţă este cu atât mai îngustă (circuit mai selectiv), cu cât factorul de caliate al bobinei este mai mare.

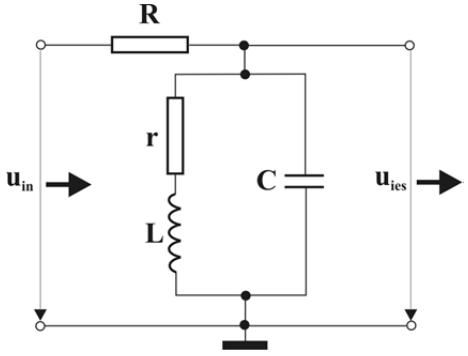


Fig. 5.8 *Filtru cu circuit rezonant LC paralel.*

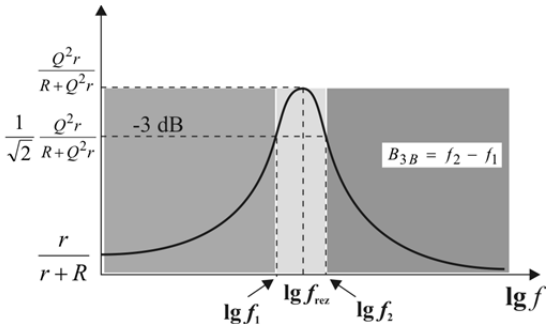


Fig. 5.9 *Funcţia de transfer a filtrului din Fig. 5.8.*

Combinat cu un rezistor, aşa cum este arătat în Fig. 5.8, circuitul rezonant paralel *LC* va acţiona ca un *filtru „trece-bandă*". Funcţia de transfer a filtrului este prezentată în Fig. 5.9. Se poate observa că semnalele cu frecvenţe aflate între f_1 şi f_2 sunt atenuate cu mai puţin de 3 dB faţă de semnalul cu frecvenţa egală cu frecvenţa de rezonanţă a circuitului *LC*. Frecvenţele f_1 şi f_2 delimitează ceea ce se numeşte *banda de trecere de 3 dB* a filtrului.

Analiza calitativă a defazajului introdus de filtrul din Fig.5.8 poate fi făcută în felul următor:

- la limita curentului continuu condensatorul este echivalent cu o întrerupere iar bobina cu o rezistenţă de valoare *r*. Filtrul are un comportament pur rezistiv şi nu introduce defazaj între semnalul de ieşire şi semnalul de intrare.
- pentru semnalele cu frecvenţe cuprinse între limita curentului continuu şi frecvenţa de rezonanţă, comportamentul circuitului *LC* este inductiv pentru că natura impedanţei lui este determinată de reactanţa inductivă, mai mică decât cea capacitivă (bobina şi condensatorul sunt conectate în paralel).
- la o frecvenţă egală cu frecvenţa de rezonanţă impedanţa circuitului rezonant este pur rezistivă şi filtrul nu introduce defazaj între semnalul de ieşire şi semnalul de intrare.
- la frecvenţe mai mari decât frecvenţa de rezonanţă comportamentul circuitului devine capacitiv.

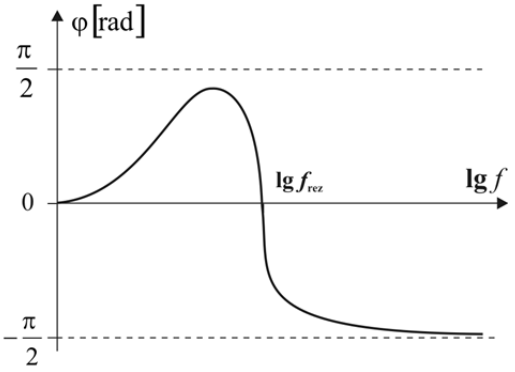


Fig. 5.10 *Defazajul introdus de filtrul din Fig. 5.8 la diferite frecvenţe*.

Calitativ, dependenţa de frecvenţă a defazajului dintre tensiunea de ieşire şi cea de intrare (diagrama de fază) este prezentată în Fig. 5.10. Forma exactă a curbei (inclusiv poziţia maximului din zona comportamentului inductiv), depinde de valorile concrete ale elementelor de circuit.

Dacă în schema din Fig. 5.8, în locul circuitului *LC* paralel se conectează un circuit *LC* serie, va rezulta tot un filtru care, în mod logic, ar trebui să aibă un comportament complementar. Schema lui este prezentată în Fig. 5.11, iar relaţiile pentru caracteristica de transfer, frecvenţa de rezonanţă şi defazaj sunt:

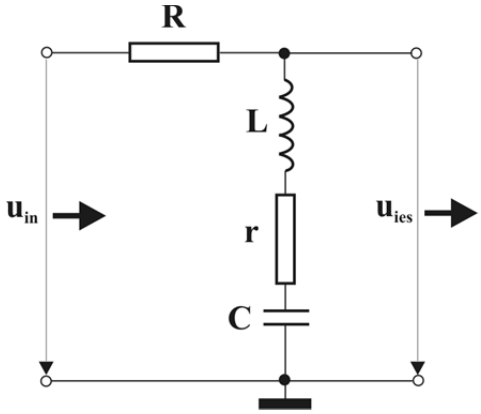


Fig. 5.11 *Filtru cu circuit rezonant LC serie*.

$$\frac{u_{ies}}{u_{in}} = \frac{r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}{r + R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} \tag{5.15}$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{5.16}$$

$$\varphi = arctg \frac{R\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}{r(r+R)+\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \tag{5.17}$$

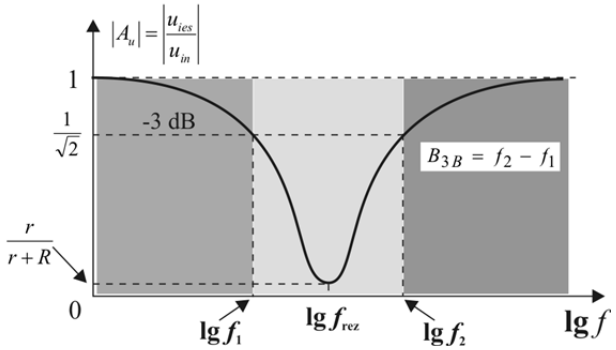


Fig. 5.12 *Caracteristica de transfer a filtrului din Fig.5.11.*

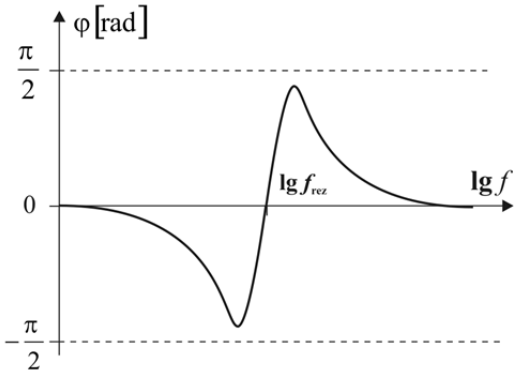


Fig. 5.13 *Caracteristica de fază a filtrului din Fig.5.11.*

Din repezentările grafice calitative ale acestora (Fig. 5.12 şi 5.13) se poate observa că circuitul acţionează ca un filtru „opreşte-bandă" care, pentru semnalele de intrare cu o frecvenţă egală cu frecvenţa de rezonanţă, nu introduce nici un defazaj între semnalul de ieşire şi semnalul de intrare. La frecvenţe mai mici decât frecvenţa de rezonanţă filtrul are un comportament capacitiv, iar la frecvenţe mai mari are un comportament inductiv.

Atunci când sunt necesare filtre cu parametri îmbunătăţiţi, mai multe filtre pasive de ordinul 1 pot fi conectate în cascadă, construindu-se *filtre de ordinul n* (*n* – numărul filtrelor de ordinul 1). În acest caz, parametrul care se îmbunătăţeşte semnificativ este panta filtrului:

panta filtrului de ordinul n = n x panta filtrului de ordinul 1.

Necesitatea unui filtru de ordin superior depinde de apropierea dintre lărgimea de bandă a semnalului util şi frecvenţa zgomotului pe care vrem să-l atenuăm. De exemplu, unul dintre zgomotele foarte deranjante, care se manifestă frecvent, este zgomotul cu frecvenţa de 50 Hz care provine de la reţeaua de alimentare. Dacă semnalul util are frecvenţa de 100 kHz atunci este suficient un filtru „trece-sus" de ordinul 1. Dacă însă semnalul util are frecvenţa de 100 Hz, atunci, pentru că cele două frecvenţe sunt foarte apropiate, este necesar un filtru „trece-sus" de ordin superior, cu o pantă mai mare, care să atenueze drastic zgomotul cu frecvenţa de 50 Hz şi să lase practic neatenuat semnalul util, cu o frecvenţa de 100 Hz.

Elementele pasive de circuit pot fi combinate în foarte multe moduri pentru a realiza funcţia de filtrare. Cele mai folosite, mai ales la frecvenţe medii şi joase, sunt filtrele construite cu rezistori şi condensatori.

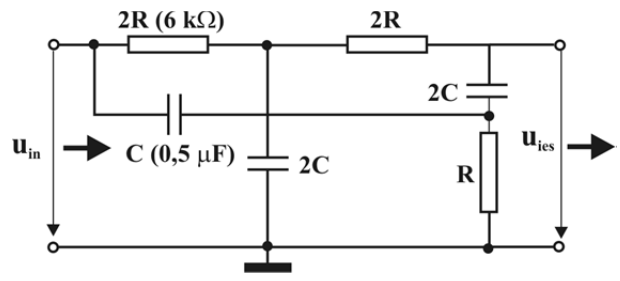


Fig. 5.14 *Filtru de rejecţie.*

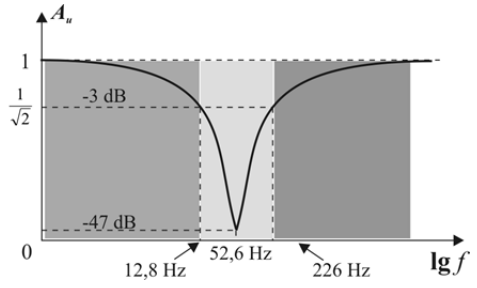


Fig. 5.15 *Caracteristica filtrului de rejecţie.*

Spre exemplificare, în Fig. 5.14 este prezentată schema de principiu a unui filtru de rejecţie („opreşte-bandă") pentru atenuarea influenţei semnalului de brum de 50Hz care provine de la reţeaua de alimentare. Funcţia de transfer a acestui filtru, obţinută cu un program de simulare, este prezentată în Fig. 5.15. Se poate observa că, la trecerea prin filtru, semnalele cu frecvenţe cuprinse între 12,8 Hz şi 226 Hz sunt atenuate cu mai mult de 3 dB.

5.2.3 Filtre analogice active

Am menţionat anterior că în cazul folosirii filtrelor pasive, nivelul semnalului de ieşire este cel mult identic cu nivelul semnalului de intrare. Am mai arătat că panta unui filtru poate fi îmbunătăţită prin conectarea în cascadă a mai multor filtre pasive de ordinul 1, identice. În plus, performanţele unui filtru pasiv pot fi afectate atât de caracteristicile electrice ale sursei care furnizează semnalul pe care trebuie să-l prelucrăm, cât şi de cele ale sarcinii pe care filtrul debitează energie. Pentru simplitatea calculelor, în paragrafele precedente am neglijat aceste efecte, dar ele se manifestă întotdeauna, cu o pondere mai mică sau mai mare care depinde de realţia dintre impedanţa filtrului şi impedanţa sursei de semnal, respectiv a sarcinii, la o frecvenţă dată.

Dacă dorim ca semnalul util, filtrat de zgomote, să fie şi amplificat şi să reducem influenţele sursei de semnal şi a sarcinii asupra performanţelor filtrului, atunci vom apela la filtrele active. *Filtrele active sunt combinaţii de filtre pasive şi elemente active de circuit, în special amplificatorare operaţionale*.

Să ne reamintim că amplificatorul operaţional are impedanţa de intrare foarte mare şi impedanţa de ieşire foarte mică. Datorită acestor caracteristici, el poate fi folosit ca etaj tampon (buffer) între sursa de semnal şi filtrul pasiv şi între filtrul pasiv şi sarcină. O astfel de structură este prezentată în Fig. 5.16, în care amplificatoarele operaţionale sunt conectate ca repetoare de tensiune. Sursa de semnal împreună cu primul amplificator operaţional, lucrează ca o sursă de tensiune aproape ideală în raport cu intrarea filtrului, iar filtrul pasiv va debita energie pe o sarcină aproape infinită, reprezentată de intrarea celui de al doilea amplificator operaţional. În plus, ansamblul sursă - amplificator operaţional - filtru pasiv - amplificator operaţional va lucra ca o sursă de tensiune aproape ideală în raport cu sarcina (impedanţa de ieşire a ansamblului este reprezentată de impedanţa de ieşire a celui de al doilea amplificator operaţional).

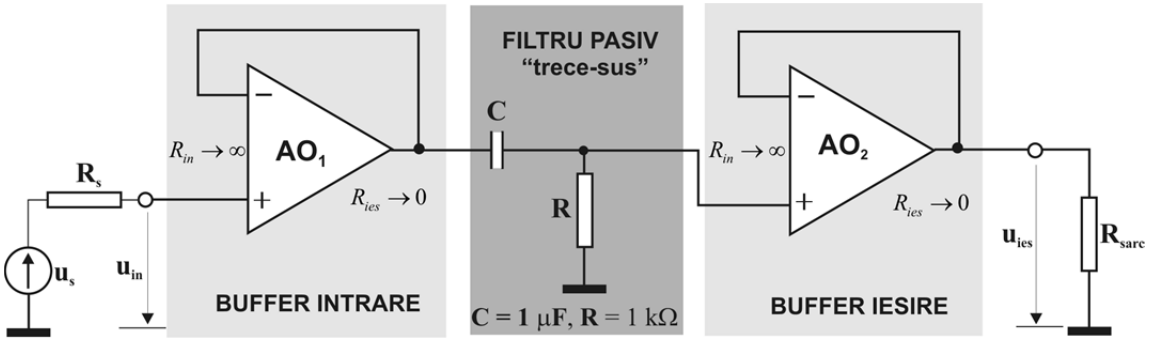


Fig. 5.16 *Filtru activ de ordinul întâi*.

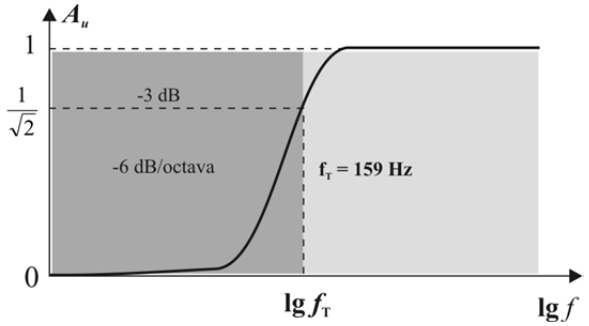


Fig. 5.17 *Caracteristica de transfer a filtrului din Fig.5.16*.

Un filtru ca cel prezentat mai sus are aceeaşi pantă şi aceeaşi frecvenţă de tăiere cu cea a filtrului pasiv *CR*, dar are avantajul reducerii drastice a influenţei sursei de semnal şi sarcinii asupra parametrilor lui (Fig. 5.17). El se apropie foarte mult de un filtru pasiv ideal.

Dacă bufferul de ieşire este conectat ca amplificator neinversor, atunci semnalul de la ieşire va fi şi amplificat.

Un filtru activ de ordin superior poate fi realizat prin conectarea în cascadă a mai multor filtre active de ordinul 1. În Fig. 5.18 este prezentată schema unui filtru activ trece-sus de ordinul 3. Se poate observa că cele trei filtre pasive *CR*, identice, sunt încadrate fiecare de câte un buffer la intrare şi respectiv la ieşire. Ultimul buffer este conectat ca amplificator neinversor, cu factorul de amplificare $1+ R_2/R_1 = 101$.

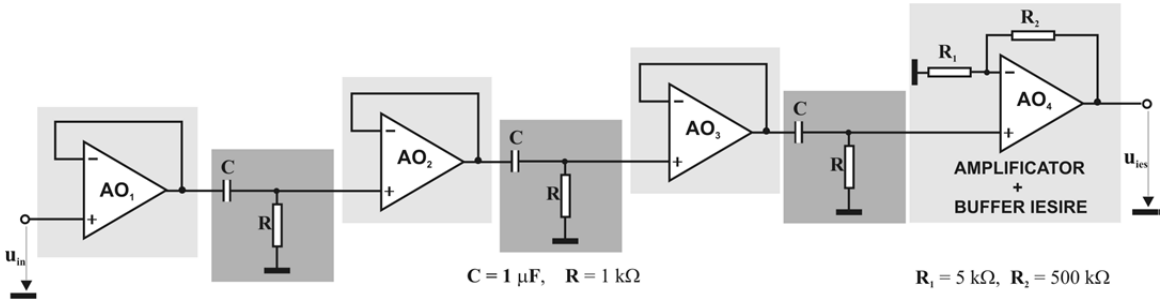


Fig. 5.18 *Filtru activ de ordinul trei.*

Pentru că filtrul este activ şi semnalul de la ieşire este amplificat faţă de cel aplicat la intrare, este util ca valoarea modulului funcţiei de transfer să fie exprimată în dB. Din reprezentarea grafică a acesteia (Fig. 5.19), se poate observa că panta filtrului s-a triplat şi, ca o consecinţă, frecvenţa de tăiere a crescut de la 159 Hz la 318 Hz.

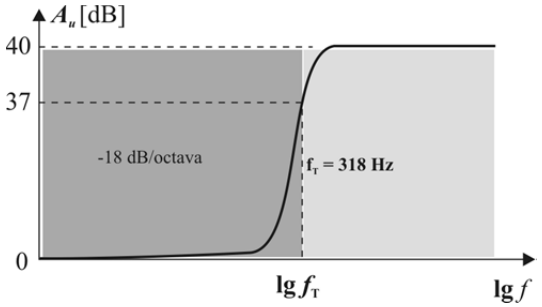


Fig. 5.19 *Caracteristica de transfer a filtrului din Fig.5.18.*

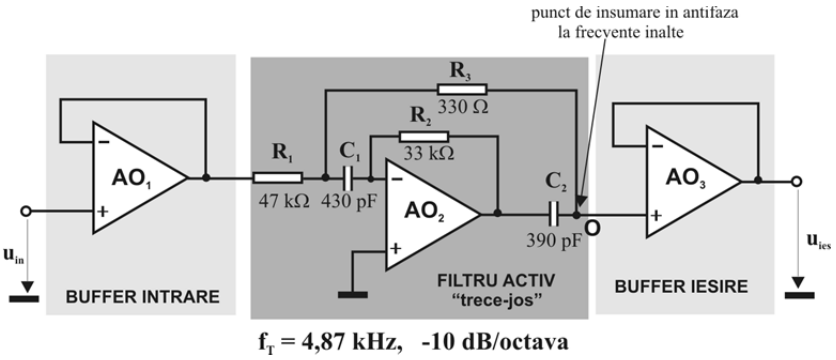


Fig. 5.20 *Filtru activ trece jos.*

Ca şi în cazul filtrelor pasive şi în cazul celor active pot fi folosite şi alte combinaţii de elemente pasive şi active decât combinaţia filtru pasiv - element activ. În acest sens, în Fig. 5.20 este prezentată schema unui filtru activ „trece-jos". El este alcătuit din cele două buffere şi o combinaţie de elemente pasive cu un amplificator operaţional. Rolul bufferelor a fost descris anterior. Principiul de funcţionare a filtrului se deosebeşte însă radical de cel al filtrelor elementare.

La frecvenţe joase reactanţa capacitivă a condensatorului C_1 este foarte mare astfel încât semnalul de intrare nu va trece prin amplificatorul operaţional dar va ajunge la ieşire pe calea directă prin rezistorul R_3. La frecvenţe mai mari decât o frecvenţă determinată de valorile elementelor din circuit, semnalul de intrare va trece spre bufferul de ieşire atât pe calea directă menţionată anterior, cât şi prin amplificatorul operaţional AO_2, deoarece reactanţa capacitivă a condensatorului C_1 este cu atât mai mică cu cât frecvenţa este mai mare. Deoarece amplificatorul AO_2 lucrează în conexiune inversoare, semnalul de la ieşirea sa va fi în antifază cu cel care vine pe calea directă, fără defazaj. Astfel, în punctul O cele două semnale se vor însuma în antifază, semnalul rezultant fiind cu atât mai mic cu cât frecvenţa este mai mare şi reactanţa capacitivă a condensatorului C_1 mai mică. Faţă de un filtru activ „clasic" realizat sub forma unei combinaţii alcătuite dintr-un filtru pasiv şi un amplificator, filtrul prezentat mai sus are avantajul unei pante mai mari

(aproximativ -10 dB/octavă). Dacă dorim ca semnalul filtrat să fie şi amplificat atunci se mai poate adăuga un amplificator operaţional în conexiune neinversoare cu factorul de amplificare dorit.

5.2.4 Amplificarea diferențială

Se ştie din electronică, de la analiza conexiunilor amplificatorului operațional, că în cazul conexiunii diferențiale (Fig.5.21) expresia tensiunii de ieşire este:

$$\mathrm{v} = -\frac{R_2}{R_1}(u_1 - u_{2)} \tag{5.18}$$

Se poate observa că tensiunea de ieşire este direct proporțională cu diferența a două tensiuni: una aplicată la intrarea inversoare a amplificatorului operațional şi cealaltă la intrarea neinversoare a lui. Dacă cele două tensiuni reprezintă diferențele de potențial dintre terminalele de ieşire ale unui senzor şi masa comună, atunci zgomotele, care vor fi coerente în raport cu cele două intrări, vor fi puternic atenuate.

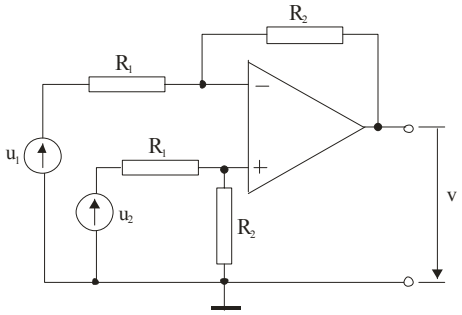


Fig. 5.21 *Amplificarea diferențială cu amplificator operațional*.

Acelaşi efect, dar mult mai eficient, se poate obține dacă în locul amplificatorului operațional în conexiune diferențială se foloseşte un amplificator de instrumentație care are o rejecție a modului comun de până la 200 dB (vezi şi secțiunea 4.4).

Pentru o eficiență maximă se recomandă ca etajul diferențial să fie conectat imediat după traductor. Pe lângă îmbunătățirea raportului semnal/zgomot, el poate introduce şi o amplificare a semnalului util (vezi expresiile 4.38 şi 5.18).

5.2.5 Modularea semnalelor

O îmbunătățire semnificativă a raportului semnal/zgomot se pote obține dacă semnalul util, de regulă de joasă frecvență şi cu amplitudine mică, este folosit pentru modularea în amplitudine a unui semnal cu frecvență mult mai mare, semnalul rezultant fiind apoi prelucrat după cum vom vedea în rândurile următoare.

Dacă un semnal sinusoidal de forma:

$$x = Xsin\omega_o t \tag{5.19}$$

este modulat în amplitudine de către un semnal sinusoidal de forma:

$$y = Ysin\omega_m t \tag{5.20}$$

atunci expresia semnalului modulat:

$$X_m = (X + Ysin\omega_m t)sin\omega_o t \tag{5.21}$$

poate fi adusă la forma:

$$X_m = Xsint\ 2\pi f_o t + \frac{Y}{2}cos2\pi(f_o - f_m)t - \frac{Y}{2}cos2\pi(f_o + f_m)t \tag{5.22}$$

O analiză spectrală a semnalului modulat ne arată faptul că el este compus din trei semnale armonice: semnalul original (nemodulat) şi doua semnale (componentele laterale) cu amplitudini egale cu jumătate din amplitudinea semnalului util şi cu frecvențele simetrice față de frecvența semnalului modulat şi foarte apropiate de frecvența lui ($\omega_m \ll \omega_o$). Spectrul de frecvențe al semnalului modulat (componentele Fourier) este prezentat în Fig. 5.22.

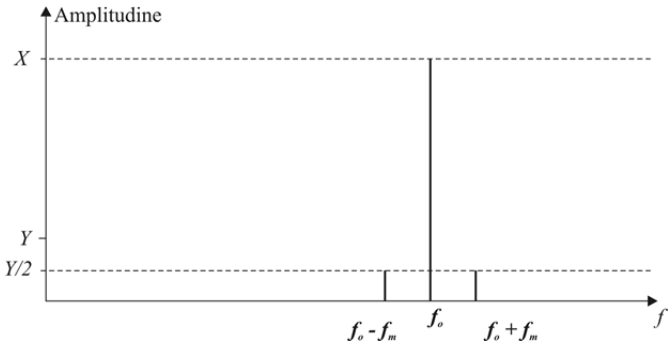


Fig.5.22 *Spectrul de frecvențe al unui semnal modulat în amplitudine.*

Principiul îmbunătățirii raportului semnal/zgomot folosind tehnica modulației în amplitudine poate fi explicat pe baza schemei bloc din Fig. 5.23.

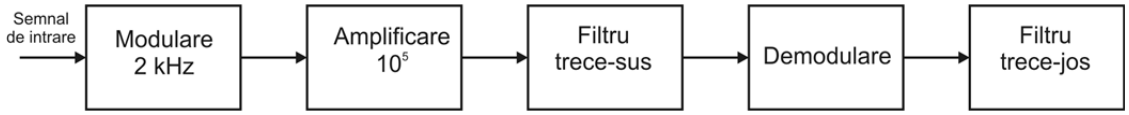


Fig. 5.23 *Schemă bloc pentru reducerea zgomotului prin modularea semnalului.*

Semnalul măsurat (util + zgomote), cu frecvență foarte mică, modulează în amplitudine semnalul cu frecvența f_o, după care, semnalul modulat este amplificat de câteva mii de ori. Este evident că în acest proces sunt amplificate toate componentele semnalului modulat, deci şi zgomotul. Filtrul trece-sus taie toate semnalele cu frecvențe mai mici decât $f_o - f_m$, lăsând să treacă neatenuate semnalele cu frecvențe mai mari, deci și componentele laterale care conțin informația utilă. În acest proces sunt puternic atenuate zgomotele de tip 1/*f*. Apoi are loc procesul de demodulare şi filtrare de tip trece-jos, în urma căruia este extrasă componenta utila din semnalul modulat și sunt puternic atenuate zgomotele cu frecvențe înalte.

Este important ca atunci când se alege frecvența semnalului care urmează a fi modulat să se evite frecvențele care reprezintă armonici ale frecvenței rețelei de alimentare (50 Hz), precum și frecvențele alocate unor transmisii radio. Semnalele cu frecvențe de ordinul kilohertzilor sau zecilor de kilohertzi sunt cele mai potrivite.

5.2.6 Detecția sensibilă la fază

Detecţia sensibilă la fază este o metodă de măsurare a unor semnale electrice prin care zgomotele din sistemul de măsură sunt mult diminuate. Ea se numeşte sensibilă la fază deoarece nivelul semnalului util măsurat depinde de diferenţa de fază dintre acesta şi un semnal de referinţă având aceeaşi frecvenţă sau o frecvenţa foarte apropiată de cea a semnalului util. Semnalul măsurat este cu atât mai mare cu cât diferenţa de fază dintre cele două semnale este mai mică, devenind maxim atunci când cele două semnale sunt în fază. Principiul acestei metode de măsură este ilustrat în Fig. 5.24.

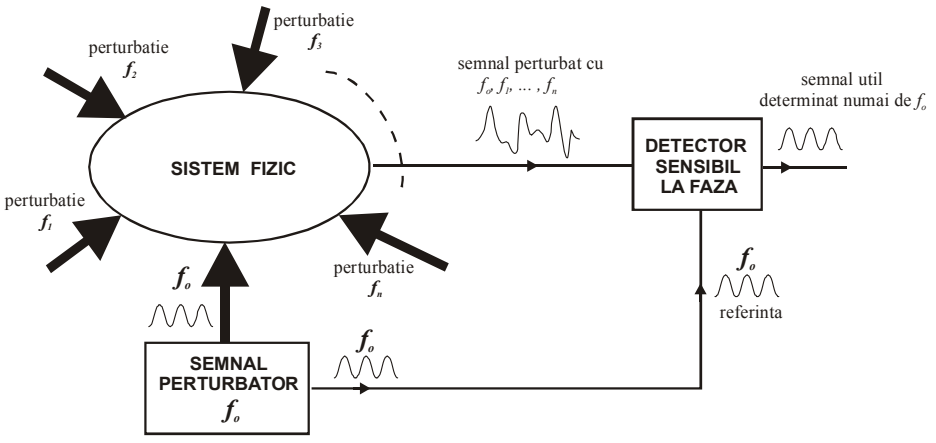


Fig. 5.24 *Principiul detecției sensibile la fază.*

Sistemul fizic este supus acţiunii mai multor perturbaţii cu frecvenţe diferite. Fiecare perturbaţie modifică acelaşi parametru al sistemului iar sistemul generează un semnal care conţine efectul tuturor factorilor perturbatori. Pe noi ne interesează doar efectul determinat de semnalul cu frecvenţa f_o (cunoscută) pe care-l aplicăm din exteriorul sistemului. Ceilalţi factori perturbatori sunt zgomote care ne deranjează şi al căror efect vrem să-l diminuăm cât mai mult. Semnalul cu frecvenţa f_o reprezintă şi semnalul de referinţă aplicat detectorului sensibil la fază. Detectorul compară semnalul perturbat cu semnalul de referinţă şi „extrage" din semnalul perturbat doar componenta cu frecvenţa f_o, care este şi componenta utilă. Ea conţine informaţii despre parametrul sistemului fizic care a determinat semnalul generat de el. Deoarece semnalul de ieşire este maxim atunci când semnalele de intrare în detector sunt în sincronism, detectorul se mai numeşte şi ***detector sincron***. De asemenea, se mai poate observa ca sistemul de măsură lucrează în buclă închisă (***lock-in***).

O schemă pe baza căreia poate fi explicat modul de funcţionare a detectorului sensibil la fază este prezentată în Fig. 5.25. De regulă, oscilatorul de referinţă furnizează şi semnalul care perturbă în mod controlat sistemul fizic.

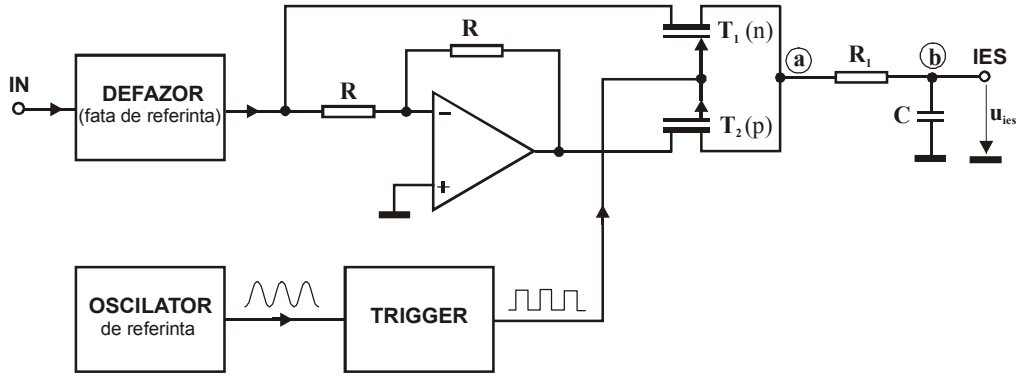


Fig. 5.25 *Amplificator cu detecţie sensibilă la fază.*

Deoarece orice sistem fizic are nevoie de un anumit timp de reacţie pentru a răspunde la un factor perturbator, între semnalul de răspuns şi semnalul perturbator apare o diferenţă de fază care poate fi anulată cu defazorul în care intră semnalul de răspuns al sistemului. Elementul cheie al detectorului îl constituie combinaţia de tranzistori cu efect de câmp, complementari, T_1 şi T_2. Ei joacă rolul unor comutatoare electronice comandate alternativ de către semnalul dreptunghiular provenit de la oscilatorul de referinţă prin intermediul unui formator de impulsuri. În alternanţa pozitivă a acestuia conduce tranzistorul T_1 (canalul tranzistorului T_2 are o rezistenţă foarte mare) iar în cea negativă conduce tranzistorul T_2 (canalul tranzistorului T_1 are o rezistenţă foarte mare). Aceasta înseamnă că în alternanţa pozitivă va avea cale liberă spre ieşire semnalul care provine direct de la defazor, iar în cea negativă semnalul care vine de la defazor prin amplificatorul inversor cu coeficient de amplificare unitar (deci acesta din urmă va fi defazat cu 180^o). Înainte de a fi măsurat, semnalul de ieşire trece printr-un filtru „trece-jos" (grupul R_1C) care extrage din el doar componenta continuă.

In fig. 5.26 sunt prezentate formele de undă ale semnalelor în diferite puncte pe traseul spre ieşire pentru trei cazuri: două cazuri particulare în care semnalul de intrare şi semnalul de referinţă sunt în fază sau defazate cu $\pi/2$ şi cazul general în care între cele două semnale este un defazaj oarecare, ψ. În primul caz, până la intrarea în filtru, detectorul lucrează ca un redresor bialternanţă. Filtrul va detecta componenta continuă a acestui semnal, cu mărimea $2U_o/\pi$ (vom calcula această valoare ceva mai târziu).

În cazul în care semnalul de intrare şi semnalul de referinţă sunt defazate cu $\pi/2$, semnalul la intrarea în filtru este simetric în raport cu axa timpului, astfel încât componenta sa continuă va avea valoarea 0.

În cazul cel mai general, vom presupune că semnalul de intrare este defazat în urma semnalului de referinţă cu un unghi ψ, astfel încât expresia analitică a sa poate fi scrisă sub forma:

$$u_{in} = U_o \sin(\omega t - \psi) = U_o \sin\left[\omega\left(t - \frac{\psi}{\omega}\right)\right] \tag{5.23}$$

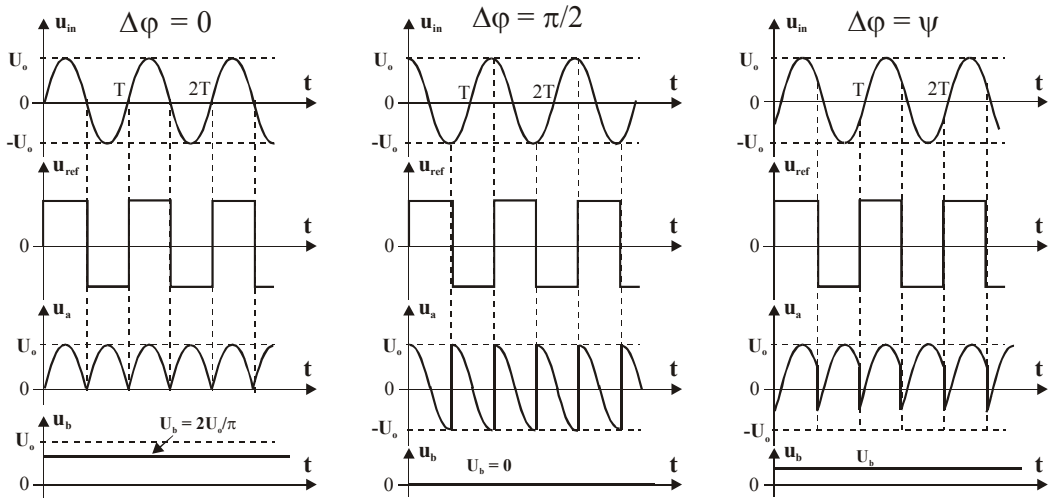


Fig. 5.26 *Forme de undă pentru înţelegerea detecţiei sensibile la fază*.

În Fig. 5.27 este reprezentată variaţia în timp a semnalului la intrarea în filtru. Funcţia fiind periodică cu perioada T/2, este suficient să efectuăm calculele pentru acest interval de timp. Filtrul „trece-jos" detectează componenta continuă a acestui semnal, componentă a cărei mărime este valoarea medie a funcţiei pe intervalul de timp considerat:

$$U_b = \frac{1}{\frac{T}{2}} \int_0^{\frac{T}{2}} U_o \sin\left[\omega\left(t - \frac{\psi}{\omega}\right)\right] dt \tag{5.24}$$

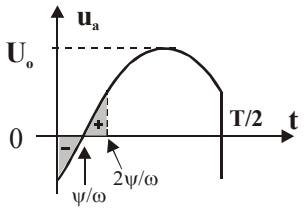


Fig. 5.27 *Forma semnalului în punctul (a) al schemei din Fig. 5.25*.

Observând că în intervalul de timp $0 \div 2\psi/\omega$ funcţia este simetrică şi integrala ei pe acest interval este nulă, expresia (5.24) se poate scrie:

$$U_b = \frac{2}{T} \int_{2\frac{\psi}{\omega}}^{\frac{T}{2}} U_o \sin\left[\omega\left(t - \frac{\psi}{\omega}\right)\right] dt = \frac{2}{T} \int_{\frac{\psi}{\omega}}^{\frac{T}{2}-\frac{\psi}{\omega}} U_o \sin\omega\tau \cdot d\tau \tag{5.25}$$

unde am făcut substituţia $\tau = t - \frac{\psi}{\omega}$. Rezolvarea integralei conduce la soluţia:

$$U_b = \frac{2U_o}{\pi} \cos\psi \tag{5.26}$$

După cum se poate observa, valoarea tensiunii continue măsurate la ieşirea detectorului depinde de diferenţa de fază dintre semnalul de intrare şi semnalul de referinţă. Dacă cele două semnale sunt în fază, atunci $U_b = 2U_o/\pi$, iar dacă sunt în antifază, $U_b = 0$. Cu alte cuvinte, sunt favorizate acele semnale care au aceeaşi frecvenţă şi aceeaşi fază (sau o diferenţă de fază foarte mică) cu faza semnalului de referinţă, adică semnalele provocate de noi înşine. Celelalte semnale, care din punctul de vedere al mărimii măsurate reprezintă zgomote, sunt puternic atenuate. Sau, altfel raţionat, dacă diferenţa de fază dintre cele două semnale este mare, tensiunea u_a va oscila foarte rapid şi aceste oscilaţii vor fi filtrate de filtrul „trece-jos". În urma acestei analize putem face câteva precizări:

- detectorul sincron *favorizează doar acele semnale care au frecvenţe identice cu frecvenţa semnalului de referinţă* sau foarte apropiate de ea şi care sunt în fază cu acesta. Zgomotele, având o frecvenţă aleatoare, vor fi puternic atenuate
- *micile defazaje* datorate sistemului fizic sunt rezolvate cu ajutorul *defazorului*
- coincidenţa de frecvenţă dintre semnalul util şi semnalul de referinţă se realizează prin *modularea cu semnalul de referinţă a parametrului intrinsec* al sistemului fizic

Pentru a clarifica mai bine ultima concluzie să exemplificăm modul de utilizare a detectorului sensibil la fază la măsurarea unui parametru fizic a cărui mărime depine de intensitatea câmpului magnetic în care este plasat. Schema bloc a unui astfel de experiment este prezentată în Fig. 5.28. Să presupunem că dorim să facem investigaţii în legătură cu comportarea probei în vecinătatea unei valori $\boldsymbol{B_o}$ a câmpului magnetic. Pentru aceasta, proba va fi supusă acţiunii simultane a două câmpuri magnetice: un câmp magnetic static $\boldsymbol{B_o}$ şi un câmp magnetic alternativ cu frecvenţa $\boldsymbol{f_o}$ şi cu amplitudinea ΔB. Astfel, câmpul magnetic în care se află proba va fi de forma $B_O + \Delta B \cdot \sin(2\pi f_O t)$, iar parametrul pe care-l măsurăm (parametrul intrinsec) variază în jurul unei valori fixe (determinate de $\boldsymbol{B}_o$) cu frecvenţa $\boldsymbol{f_o}$.

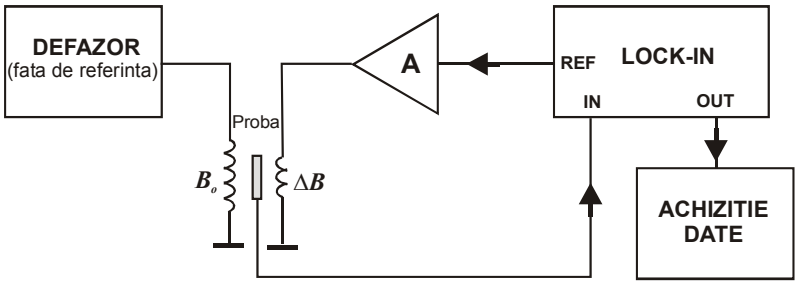


Fig. 5.28 *Evidențierea unui fenomen fizic cu amplificatorul cu detecție sincron*.

Câmpul magnetic static este generat prin intermediul unei bobine parcurse de un curent constant, generat de la o sursă independentă, iar câmpul magnetic variabil este generat prin intermediul unei a doua bobine parcurse de curentul determinat de tensiunea de referinţă. Pentru că modulează câmpul magnetic în jurul unei valori fixe, cea de a doua bobină se mai numeşte *bobină modulatoare*. Semnalul electric provenit de la proba supusă acţiunii simultane a celor două câmpuri este aplicat la intrarea detectorului sincron, care va extrage din el doar acea parte care este determinată de câmpul magnetic modulator.

5.2.7 Medierea

Medierea este o metodă computațională de netezire a semnalelor măsurate. Ea poate fi privită ca un caz particular al filtrării digitale pe care o vom prezenta în secțiunea următoare. Prin această metodă este redusă mai ales influența zgomotelor cu frecvențe joase sau cu variații lente. Este evident că pentru a efectua o operație de mediere este nevoie de mai multe măsurători. Dintre modalitățile de reducere a influenței zgomotului prin mediere ne vom referi la două: *medierea într-un punct* și *medierea cu fereastră glisantă*. Medierea într-un punct se poate face în timp real, în momentul achiziției datelor măsurate. Dacă mărimea variabilă este x (să spunem temperatura) și mărimea măsurată este y (să spunem rezistența), atunci pentru o aceeși valoare a temperaturii se fac mai multe achiziții (să spunem n) ale valorii rezistenței și se memorează media aritmetică a măsurătorilor:

$$\langle y \rangle = \frac{\sum_{i=1}^{n} y_i}{n} \tag{5.27}$$

Îmbunătățirea raportului semnal/zgomot (S/Z) se bazează pe faptul că zgomotul este o mărime aleatoare și respectă distribuția Poisson. Aceasta afirmă că probabilitatea medie $\langle P \rangle$ de producere a unui eveniment este legată de probabilitatea maximă de producere a lui, P_o, prin relația:

$$\langle P \rangle = \frac{P_o}{\sqrt{n}} \tag{5.28}$$

În cazul nostru, semnalul util în urma medierii într-un punct este $S = \langle y \rangle$ iar semnalul de zgomot în acel punct este dat de rădăcina medie pătratică a semnalelor de zgomot individuale Z_i:

$$Z_i = y_i - \langle y \rangle \tag{5.29}$$

$$\langle Z \rangle = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n}(y_i - \langle y \rangle)^2}{n}} \tag{5.30}$$

În final, raportul semnal/zgomot va fi:

$$\frac{S}{\langle Z \rangle} = \frac{\langle y \rangle}{\sqrt{\sum_{i=1}^{n}(y_i - \langle y \rangle)^2}} \sqrt{n} \tag{5.31}$$

Concluzia este că prin medierea a *n* valori măsurate raportul *S*/*Z* este îmbunătățit de $\sqrt{n}$ ori.

În situația în care valorile *y* sunt deja memorate există posibiliatea netezirii funcției prin ceea ce se numește medierea cu fereastră glisantă. Metoda constă în considerarea unui număr impar de măsurători consecutive, calculul mediei lor aritmetice și considerarea ei ca un punct pe o nouă reprezentare grafică. Dacă de exemplu se alege ca medierea să se facă din 5 puncte (5 măsurători consecutive), atunci primul punct pe noua reprezentare grafică va fi:

$$y_1' = \frac{y_1 + y_2 + y_3 + y_4 + y_5}{5} \tag{5.32}$$

și el va avea drept pereche variabila *x* de la mijlocul intervalului considerat, adică x_3. Al doilea punct de pe noua reprezentare grafică se va obține prin deplasarea/glisarea ferestrei de 5 puncte cu un pas spre dreapta și calculul mediei aritmetice a valorilor măsurate pentru următoarele 5 puncte:

$$y_2' = \frac{y_2 + y_3 + y_4 + y_5 + y_6}{5} \tag{5.33}$$

El va avea drept pereche variabila x_4. Modul de calcul continuă după același algoritm până se ajunge la capătul șirului de valori măsurate. Metoda este aplicabilă semnalelor care variază relativ puțin de la o măsurătoare la alta. Ea prezintă dezavantajul pierderii unui număr de valori măsurate de la extremitățile șirului de valor măsurate (în exemplul de mai sus câte două, în total 4), deci o pierdere a unei părți din informația utilă.

În cazul variațiilor foarte mici (sau lente, dacă variabila intrinsecă e timpul) se poate aplica o metodă mai rapidă de netezire cu fereastră glisandă, prin deplasarea ferestrei cu un număr de eșantioane egal cu numărul de eșantioane folosite la mediere.

5.2.8 Filtrarea digitală

Filtrarea digitală este o metodă numerică (soft) de reducere a influenţei zgomotului asupra semnalelor utile sau de eliminare sau extragere dintr-un semnal mai complex a unui semnal având o anumită frecvenţă. Metoda poate fi aplicată asupra semnalelor *eşantionate şi memorate*. Ea se realizează prin însumarea ponderată (cu coeficienţi reali sau complecşi) a eşantioanelor din orice moment de timp. Un filtru digital poate fi reprezentat ca un dispozitiv la intrarea căruia se aplică o secvenţă de numere, *x*, iar la ieşirea lui se colectează tot o secvenţa de numere, ***y*** (Fig. 5.29).

Fig. 5.29

Frecvenţa de eşantionare, f_s, a semnalului filtrat trebuie să respecte criteriul Nyquist, adică să fie cel puţin egală cu dublul frecvenţei celei mai mari dintre frecvenţele semnalelor armonice elementare care compun semnalul de intrare. Frecvenţa $f_s/2$ a fost denumită *frecvenţă Nyquist*. Dacă intervalul de timp dintre două eşantioane este T_s ($T_s = 1/f_s$), atunci un semnal analogic de forma:

$$x(t) = A\cos(\omega t + \Phi) \tag{5.34}$$

după eşantionarea la intervale de timp T_s, devine un semnal discret care poate fi scris sub forma:

$$x(n) = A\cos(\omega n T_s + \Phi), \quad n = 0, 1, 2, ... \tag{5.35}$$

Eşantioanele $x(n)$ vor reprezenta semnalele de intrare în filtrul digital, sub forma unui şir de numere. Pentru realizarea filtrării digitale, cu aceste eşantioane se pot face însumări ponderate, rezultând eşantioanele de ieşire, tot sub forma unui şir de numere, $y(n)$.

Ecuaţia diferenţială

Să considerăm, poate, cel mai simplu *exemplu*: o însumare cu coeficienţi de ponderare unitari a două eşantioane succesive din semnalul definit de funcţia (5.35), în care, pentru simplificare, vom considera un semnal cu amplitudinea unitară ($A = 1$) şi faza iniţială zero ($\Phi = 0$):

$$\boxed{x(n) = \cos(\omega n T_s)} \tag{5.36}$$

Semnalul de răspuns (ieşire) al filtrului digital va fi:

$$\boxed{y(n) = x(n) + x(n-1)} \tag{5.37}$$

sau

$$y(n) = \cos(\omega n T_s) + \cos[\omega(n-1)T_s] \tag{5.38}$$

Dezvoltând termenul al doilea şi grupând apoi termenii, se obţine:

$$y(n) = \cos(\omega n T_s) + \cos(\omega n T_s)\cos(\omega T_s) + \sin(\omega n T_s)\sin(\omega T_s)$$

$$y(n) = [1 + \cos(\omega T_s)]\cos(\omega n T_s) + \sin(\omega T_s)\sin(\omega n T_s) \tag{5.39}$$

Vom aduce acum expresia semnalului de răspuns al filtrului sub forma:

$$y(n) = G(\omega)\cdot\cos[\omega n T_s + \theta(\omega)] \tag{5.40}$$

în care $G(\omega)$ este câştigul filtrului în funcţie de frecvenţă iar $\theta(\omega)$ este defazajul introdus de de filtru pentru semnalele cu diferite frecvenţe. Dacă dezvoltăm cosinusul sumei, ecuaţia (5.40) devine:

$$y(n) = [G(\omega)\cdot\cos\theta(\omega)]\cdot\cos(\omega n T_s) - [G(\omega)\cdot\sin\theta(\omega)]\cdot\sin(\omega n T_s) \tag{5.41}$$

Atât ecuaţia (5.39) cât şi ecuaţia (5.41) reprezintă răspunsul filtrului. Coeficienţii funcţiilor $\cos(\omega n T_s)$ şi $\sin(\omega n T_s)$ din cele două ecuaţii trebuie să fie identici. Din identificarea lor rezultă un sistem de două ecuaţii cu două necunoscute, $G(\omega)$ şi $\theta(\omega)$:

$$\begin{aligned} G(\omega)\cos\theta(\omega) &= 1 + \cos(\omega T_s) \\ G(\omega)\sin\theta(\omega) &= \sin(\omega T_s) \end{aligned} \tag{5.42}$$

Rezolvarea sistemului conduce la următoarele soluţii:

$$\boxed{G(\omega) = 2\cdot\left|\cos\left(\frac{\omega T_s}{2}\right)\right|} \tag{5.43}$$

$$\boxed{\theta(\omega) = -\frac{\omega T_s}{2}} \tag{5.44}$$

Ţinând seama de faptul că $\omega = 2\pi f$ şi $T_s = \frac{1}{f_s}$, expresiile căştigului filtrului şi a defazajului introdus de el ca funcţii de frecvenţă devin:

$$G(f) = 2 \cdot \left| \cos \pi \left(\frac{f}{f_S} \right) \right| \tag{5.45}$$

$$\theta(f) = -\pi \frac{f}{f_S} \tag{5.46}$$

Este important de reţinut faptul că funcţiile precedente sunt valabile pentru $-\frac{f_S}{2} \le f \le \frac{f_S}{2}$, deoarece trebuie îndeplinit criteriul Nyquist.

În Fig. 5.30 sunt prezentate graficele celor două funcţii. Din graficul câştigului se vede că simpla adunare a două eşantione succesive realizează un **filtru trece jos**. În plus, pentru frecvenţe mai mici decât $f_s/3$, filtrul introduce şi o amplificare a semnalului, acţionând ca un filtru activ. Pe întreg domeniul de frecvenţe acoperit, filtrul introduce un defazaj al semnalului de ieşire în urma semnalului de intrare, defazaj care este liniar dependent de frecvenţă.

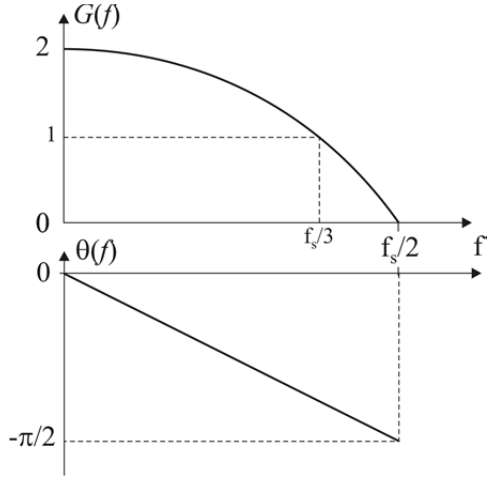


Fig. 5.30 *Caracteristicile de amplitudine şi fază ale filtrului descris de relaţia (5.37).*

Acelaşi rezultat se obţine şi dacă se consideră cazul cel mai general al unui semnal cu amplitudinea A şi faza iniţială Φ. După eşantionare, eşantioanele n şi n+1 pot fi scrise sub formă complexă (polară):

$$x(n) = Ae^{j(\omega n T_S + \Phi)} \tag{5.47}$$

$$x(n-1) = Ae^{j[\omega(n-1)T_S + \Phi]}$$

Eşantioanele semnalului de la ieşirea filtrului analizat şi mai sus vor avea forma:

$y(n) = x(n) + x(n-1) = Ae^{j[\omega n T_S + \Phi]} + Ae^{j[\omega(n-1)T_S + \Phi]} = Ae^{j\omega n T_S} e^{j\Phi} + Ae^{j\omega n T_S} e^{-j\omega T_S} e^{j\Phi}$ sau, mai condensat:

$$y(n) = Ae^{j\omega n T_S} \left(1 + e^{-j\omega T_S}\right) e^{j\Phi}$$

Folosindu-ne de una dintre relaţiile lui Euler, expresia din paranteză poate fi adusă sub forma:

$$1 + e^{-j\omega T_S} = e^{-\frac{j\omega T_S}{2}} \left(e^{\frac{j\omega T_S}{2}} + e^{-\frac{j\omega T_S}{2}} \right) = 2e^{-\frac{j\omega T_S}{2}} \cos\left(\frac{\omega T_S}{2} \right)$$

astfel încât forma finală a expresiei eşantioanelor semnalului de ieşire va fi:

$$y(n) = 2A\cos\left(\frac{\omega T_S}{2} \right) e^{j\left[\omega n T_S + \left(\Phi - \frac{\omega T_S}{2} \right) \right]} \tag{5.48}$$

În general, un eşantion al semnalului de ieşire are forma dată de ecuaţia (5.47), completată cu câştigul filtrului $G(\omega)$ (care multiplică amplitudinea) şi defazajul introdus de filtru $\theta(\omega)$ (care se adaugă fazei iniţiale a semnalului):

$$y(n) = A \cdot G(\omega) e^{j[\omega n T_S + (\Phi + \theta(\omega))]} \tag{5.49}$$

Comparând ecuaţiile (5.48) şi (5.49) vom constata că expresiile câştigului filtrului, $G(\omega)$, şi a defazajului introdus de el, $\theta(\omega)$, sunt aceleaşi cu cele din relaţiile (5.45) şi (5.46).

$$G(\omega) = 2 \cdot \left| \cos\left(\frac{\omega T_s}{2} \right) \right| \tag{5.50}$$

$$\theta(\omega) = -\frac{\omega T_s}{2} \tag{5.51}$$

Expresia (5.49) poate fi scrisă sub forma:

$$y(n) = \left[G(\omega) \cdot e^{j\theta(\omega)} \right] \cdot A e^{j(\omega n T_s + \Phi)}$$

Se poate observa că eşantionul de ieşire $y(n)$ se obţine din eşantionul de intrare $x(n)$ prin multiplicarea lui cu o funcţie, $H(e^{j\omega Ts})$, pe care o vom numi *funcţie de transfer*:

$$y(n) = H\left(e^{j\omega T_s} \right) \cdot x(n) \tag{5.52}$$

în care:

$$H\left(e^{j\omega T_s} \right) = G(\omega) \cdot e^{j\theta(\omega)} \tag{5.53}$$

În ecuaţia (5.37), care descrie comportarea filtrului analizat anterior, apare suma a două eşantioane, ambele de la intrarea filtrului: eşantionul actual $x(n)$ şi cel imediat precedent $x(n\text{-}1)$. Având în vedere faptul că un filtru digital operează cu un semnal eşantionat memorat sub forma unui şir de numere, în expresia semnalului filtrat pot să apară:

- eşantioane prezente şi trecute de la intrare
- eşantioane prezente şi trecute de la ieşire

Ambele tipuri de eşantioane pot fi ponderate cu *coeficienţi numerici pozitivi* sau *negativi*, *subunitari* sau *supraunitari*, *reali* sau *complecşi*. Cea mai generală ecuaţie pentru un eşantion de la ieşirea filtrului digital poate fi scrisă sub forma:

$$y(n) = b_o x(n) + b_1 x(n-1) + ... + b_M x(n-M) - a_1 y(n-1) - a_2 y(n-2) - ... - a_N y(n-N)$$

a_j şi b_i fiind coeficienţii de ponderare. Astfel, în domeniul timp, modul de acţiune al oricărui filtru digital poate fi exprimat printr-o *ecuaţie diferenţială* de forma:

$$\boxed{y(n) = \sum_{i=0}^{M} b_i x(n-i) - \sum_{j=1}^{N} a_j y(n-j)} \tag{5.54}$$

Coeficienţii b_i sunt *coeficienţii de transfer direct*, iar coeficienţii a_j sunt *coeficienţii de reacţie*. Dacă cel puţin un coeficient de reacţie este nenul, atunci se spune despre *filtru* că este *recursiv*. Un filtru care acţionează identic în orice moment de timp şi care nu introduce componente spectrale noi în semnalul filtrat se numeşte *filtru liniar invariant în timp – LTI*.

În funcţie de natura coeficienţilor de ponderare, filtrele digitale *LTI* pot fi clasificate în:

- filtre *reale* – în care coeficienţii a_j şi b_i sunt reali
- filtre *complexe* – în care coeficienţii a_j şi b_i sunt complecşi

În funcţie poziţia temporală faţă de eşantionul de ieşire a eşantioanelor luate în calcul de filtru, filtrele *LTI* pot fi:

- filtre *cauzale* – care utilizează numai *eşantioane prezente* şi *trecute*
- filtre *non-cauzale* – care utilizează şi *eşantioane viitoare de la intrare*

Transformata „z”

Scriind expresiile complexe ale eşantionului actual al semnalului de intrare şi ale eşantioanelor care urmează după acesta:

$$
\begin{aligned}
&x(n) = Ae^{j(\omega nT_s+\Phi)}\\
&x(n-1) = Ae^{j(\omega nT_s+\Phi)}\cdot e^{-j\omega T_s} = x(n)\cdot e^{-j\omega T_s}\\
&x(n-2) = Ae^{j(\omega nT_s+\Phi)}\cdot e^{-j2\omega T_s} = x(n)\cdot e^{-j2\omega T_s}\\
&\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\\
&x(n-k) = Ae^{j(\omega nT_s+\Phi)}\cdot e^{-jk\omega T_s} = x(n)\cdot e^{-jk\omega T_s}
\end{aligned}
\qquad (5.55)
$$

vom observa existenţa factorului $e^{-j\omega T_s}$ la o putere care depinde de „numărul de ordine" al eşantionului întârziat. Spunem că factorul $e^{-jk\omega T_s}$ exprimă întârzierea cu kT_s intervale de timp a eşantionului care este în urma eşantionului actual. Dacă în locul variabilei complexe $e^{j\omega T_s}$ se introduce variabila reală z:

$$z = e^{j\omega T_s} \qquad (5.56)$$

atunci, pentru orice componentă armonică cu frecvenţa ω a unui semnal oarecare, eşantionul la momentul de timp $(n\text{-}k)T_s$ poate fi obţinut din eşantionul la momentul de timp nT_s prin multiplicarea lui cu factorul z^{-k}:

$$x(n-k) = x(n)\cdot z^{-k} \qquad (5.57)$$

Prin multiplicarea fiecărui eşantion $x(nT_s)$ al semnalului cu z la puterea corespunzătoare poziţiei eşantionului în şirul de numere, se obţine TRANSFORMATA *„z"* a funcţiei:

$$\boxed{X(z) \equiv \sum_{n=0}^{\infty} x(n)\cdot z^{-n}} \qquad (5.58)$$

Atunci când $n \in [0,+\infty)$, transformata z se numeşte ***unilaterală***, iar atunci când $n \in (-\infty,+\infty)$, transformata z se numeşte ***bilaterală***. O altă notaţie acceptată şi folosită pentru ***transformata z a semnalului x*** este $Z(x) \equiv X(z)$.

Spre exemplificare considerăm un semnal de intrare eşantionat, reprezentat prin şirul (vectorul) de numere egale cu amplitudinile eşatioanelor sale la diferite momente de timp, distanţate între ele cu T_s:

$x = [\ldots \ 0 \quad 0 \quad \underset{\uparrow}{2} \quad \underset{\uparrow}{1} \quad \underset{\uparrow}{3} \quad 0 \quad 0 \ \ldots]$

n=0 n=1 n=2

Conform definiţiei ei (5.58), transformata z unilaterală a acestui semnal va fi:

$$X(z) = 2\cdot z^{0} + 1\cdot z^{-1} + 3\cdot z^{-2}$$

Proprietăţile transformatei z

Transformata z este un operator liniar. Dacă semnalul de intrare este o combinaţie liniară a mai multor semnale, atunci transformata z a acestuia va fi o combinaţie liniară a transformatelor z individuale:

$$Z\{\alpha\cdot x_1(n) + \beta\cdot x_2(n)\} = \alpha\cdot Z\{x_1(n)\} + \beta\cdot Z\{x_2(n)\} = \alpha\cdot X_1(z) + \beta\cdot X_2(z) \qquad (5.59)$$

Teorema deplasării. Transformata z a unui semnal întârziat este egală cu transformata z a semnalului neîntârziat multiplicată cu z la o putere egală cu numărul intervalelor de întârziere:

$$Z\{x(n-M)\} = z^{-M}\cdot Z\{x(n)\} = z^{-M}\cdot X(z) \qquad (5.60)$$

Cunoscând acum transformata z şi proprietăţile ei, să o aplicăm filtrului studiat la începutul acestei secţiuni: $y(n) = x(n) + x(n-1)$. Schematic, filtrul care lucrează după acest algoritm poate fi reprezentat ca în Fig. 5.31.

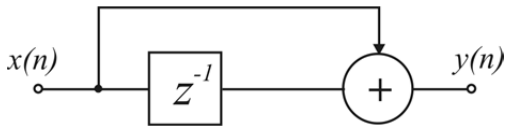


Fig. 5.31 *Simbolizarea algoritmului de lucru al filtrului descris de relaţia 5.37.*

Dacă funcţiei care descrie funcţionarea filtrului îi aplicăm transformata *z* şi ţinem seama de proprietăţile ei, vom obţine:

$$Z\{y(n)\}=Z\{x(n)+x(n-1)\}=Z\{x(n)\}+Z\{x(n-1)\}=z^0\cdot Z\{x(n)\}+z^{-1}\cdot Z\{x(n)\}=(1+z^{-1})\cdot Z\{x(n)\} \quad (5.61)$$

sau

$$\boxed{Y(z)=(1+z^{-1})\cdot X(z)} \quad (5.62)$$

Se poate observa că *transformata z a semnalului eşantionat de la ieşire, Y(z), este egală cu transformata z a semnalului eşantionat de la intrare, X(z), multiplicată cu un polinom în z*. Forma polinomului depinde de poziţia temporală a fiecarui eşantion al semnalului de intrare care contribuie la semnalul de ieşire.

În general, se ştie că *raportul dintre semnalul de la ieşirea unui bloc care prelucrează un semnal aplicat la intrarea sa şi semnalul de intrare defineşte funcţia de transfer* a acelui bloc. Şi în cazul filtrului analizat mai sus, se poate spune că:

> *raportul dintre transformata z a semnalului de ieşire şi transformata z a semnalului de intrare raprezintă transformata z a funcţiei de transfer a filtrului*

$$\boxed{H(z)=\frac{Y(z)}{X(z)}} \quad (5.63)$$

În cazul exemplului nostru:

$$H(z)=1+z^{-1} \quad (5.64)$$

Dar ce putem face dacă cunoaştem expresia polinomului care reprezintă funcţia de transfer a filtrului? Dacă în ea se înlocuieşte *z* cu $e^{j\omega T_s}$, se pot obţine două informaţii despre modul de acţiune al filtrului:

- expresia în ω a funcţiei de transfer, din care va rezulta dependenţa de frecvenţă a modulului funcţiei de transfer şi a defazajului introdus de filtru la diferite frecvenţe.
- polii şi zerourile funcţiei de transfer, prin factorizarea polinomului în *z*.

Astfel, dacă în expresia (5.64) a transformatei *z* a funcţiei de transfer a filtrului studiat se înlocuieşte *z* cu $e^{j\omega T_s}$, obţinem:

$$H(j\omega T_s)=1+e^{-j\omega T_s} \quad (5.65)$$

Am demonstrat anterior că:

$$H(j\omega T_s)=2\cdot\cos\left(\frac{\omega T_s}{2}\right)\cdot e^{-\frac{j\omega T_s}{2}} \quad (5.66)$$

Comparând expresia precedentă cu expresia funcţiei de transfer (5.53) vom obţine pentru câştigul filtrului $G(\omega)$ şi pentru defazajul introdus de el $\theta(\omega)$, aceleaşi expresii cu cele deduse anterior folosind alte raţionamente (expresiile (5.43) şi (5.44)), dar, de această dată, cu mult mai puţine calcule.

Am arătat mai sus, ec.(5.54), că modul de acţiune a unui filtru poate fi descris prin intermediul unei ecuaţii diferenţiale care, explicitată, este:

$$y(n)=b_o x(n)+b_1 x(n-1)+\ldots+b_M x(n-M)-a_1 y(n-1)-a_2 y(n-2)-\ldots-a_N y(n-N)$$

Aplicând acesteia transformata *z* se obţine:

$$Z\{y(n)\}=\left(b_o+b_1 z^{-1}+b_2 z^{-2}+\ldots+b_M z^{-M}\right)\cdot Z\{x(n)\}-\left(a_1 z^{-1}+a_2 z^{-2}+\ldots+a_N z^{-N}\right)\cdot Z\{y(n)\}$$

din care se poate scrie expresia transformatei *z* a funcţiei de transfer a filtrului ca *raport a două polinoame* exprimate în *z*:

$$H(z)=\frac{Y(z)}{X(z)}=\frac{b_o+b_1z^{-1}+b_2z^{-2}+...+b_Mz^{-M}}{1+a_1z^{-1}+a_2z^{-2}+...+a_Nz^{-N}}=\frac{B(z)}{A(z)} \quad (5.67)$$

Filtrele digitale pot fi combinate în serie şi în paralel. Având în vedere proprietăţile transformatei *z*, în cazul cel mai simplu a două filtre digitale se poate scrie că:

- $H(z)=H_1(z)\cdot H_2(z)$ în cazul combinaţiei *serie*
- $H(z)=H_1(z)+H_2(z)$ în cazul combinaţiei *paralel*

Răspunsul la impuls. Convoluţia

Răspunsul unui filtru la un semnal poate fi găsit şi dacă la intrarea sa se aplică un *impuls unitar de tip* δ şi i se analizează răspunsul. Se ştie că o funcţie $\delta(t)$ ia valoarea 1 pentru $t = 0$, pe restul intervalului ea fiind nulă (Fig. 5.32a). Se mai ştie că, din punct de vedere formal, o funcţie δ poate fi considerată ca o suprapunere de impulsuri infinit de înguste şi infinit de înalte a cărei integrală este 1. În sfârşit, se mai ştie că o analiză Fourier a funcţiei δ arată că în spectrul ei se regăsesc semnale armonice cu toate frecvenţele de la $-\infty$ la $+\infty$ (Fig. 5.32b). Datorită acestui fapt, *dacă la intrarea unui filtru se aplică un impuls unitar de tip* δ*, la ieşire vom obţine răspunsul său la toate frecvenţele.*

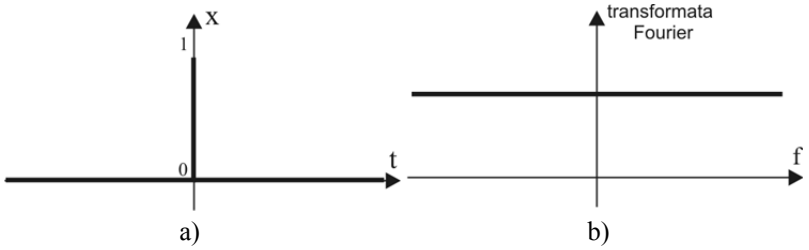


Fig. 5.32 *Funcţia delta (a) şi spectrul ei de frecvenţe (b).*

Pentru exemplificare, să considerăm un filtru digital (Fig. 5.33) pentru care un eşantion de la ieşire se calculează cu relaţia:

$$y(n)=x(n)+0{,}5\cdot y(n-1) \quad (5.68)$$

la intrarea căruia se aplică un impuls unitar de tip δ la momentul $t = 0$. Eşantioanele semnalului de intrare vor fi:

$x(0) = 1, x(1) = 0, x(2) = 0, ... , x(j) = 0$

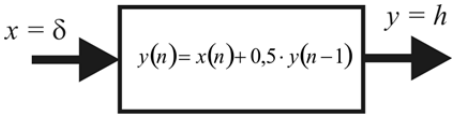


Fig. 5.33 La *intrarea filtrului descris de relaţia (5.68) se aplică un impuls unitar.*

Fiind vorba despre un semnal particular aplicat la intrare (impulsul unitar δ), vom folosi pentru semnalul de ieşire o notaţie particulară, $h(n)$, care să reprezinte *răspunsul filtrului la impulsul unitar*. Astfel, eşantioanele semnalului de ieşire vor fi:

$$h(0)=x(0)+0{,}5\cdot h(-1)=1+0{,}5\cdot 0=1$$

$$h(1)=x(1)+0{,}5\cdot h(0)=0+0{,}5\cdot 1=0{,}5$$

$$h(2)=x(2)+0{,}5\cdot h(1)=0+0{,}5\cdot 0{,}5=0{,}5^2$$

$$h(3)=x(3)+0{,}5\cdot h(2)=0+0{,}5\cdot 0{,}5^2=0{,}5^3$$

.....

$$h(n)=x(n)+0{,}5\cdot h(n-1)=0+0{,}5\cdot 0{,}5^{n-1}=0{,}5^n$$

Se observă imediat că răspunsul filtrului la impulsul unitar δ poate fi scris:

$$h(n) = \begin{cases} 0 \text{ pentru } n < 0 \\ 0{,}5^{n} \text{ pentru } n \geq 0 \end{cases} \tag{5.69}$$

Din Fig. 5.34 se poate observa că funcţia de răspuns a filtrului descreşte monoton în timp. Ecourile semnalului de intrare se sting treptat în timp, ceea ce înseamnă că filtrul este stabil.

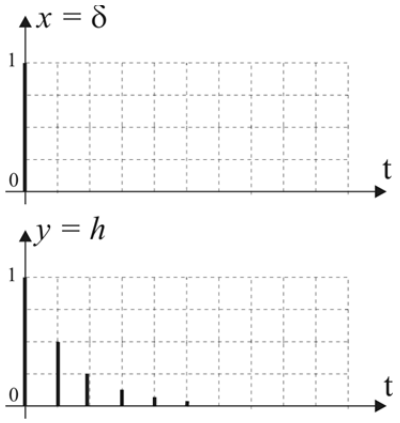


Fig. 5.34 *Răspunsului la impulsul unitar al filtrului descris de relaţia (5.68).*

În general, dacă $h(n) \to 0$ *când* $n \to \infty$*, se spune despre filtru că este stabil*

Să presupunem acum că la intrarea unui filtru digital care are următorul răspuns la impulsul δ:

$$\begin{matrix} h(n) = [& 2 & -1 & 1 & 1] \\ & h(0) & h(1) & h(2) & h(3) \end{matrix} \tag{5.70}$$

aplicăm semnalul eşantionat:

$$\begin{matrix} x(n) = [& 0 & -1 & -2 & 2 & 1 & 1] \\ & x(0) & x(1) & x(2) & x(3) & x(4) & x(5) \end{matrix} \tag{5.71}$$

Semnalul de intrare poate fi considerat ca o sumă de impulsuri infinit scurte, întârziate şi scalate (având amplitudini care pot fi diferite de 1). Fiecare impuls al semnalulului de intrare care trece prin filtru va determina la ieşire un răspuns de tip $h(n)$, întârziat cu acelaşi interval de timp ca şi impulsul de la intrare şi scalat cu amplitudinea acestuia. Astfel, la un moment de timp bine determinat, la ieşire vor ajunge simultan mai multe impulsuri de răspuns de la diferite impulsuri de intrare. Amplitudinea impulsului de la ieşire în acel moment de timp va fi suma algebrică a tuturor contribuţiilor individuale care se suprapun.

În Fig. 5.35 sunt prezentate semnalul de intrare, semnalul de răspuns al filtrului la un impuls δ, precum şi semnalele de răspuns al filtrului la fiecare impuls de la intrare.

Pe baza algoritmului de funcţionare descris mai sus se pot scrie expresiile individuale pentru fiecare eşantion al semnalului de ieşire. Astfel:

$$y(0) = x(0) \cdot h(0)$$

$$y(1) = x(0) \cdot h(1) + x(1) \cdot h(0)$$

$$y(2) = x(0) \cdot h(2) + x(1) \cdot h(1) + x(2) \cdot h(0)$$

$$y(3) = x(0) \cdot h(3) + x(1) \cdot h(2) + x(2) \cdot h(1) + x(3) \cdot h(0)$$

$$y(4) = x(1) \cdot h(3) + x(2) \cdot h(2) + x(3) \cdot h(1) + x(4) \cdot h(0)$$

$$y(5) = x(2) \cdot h(3) + x(3) \cdot h(2) + x(4) \cdot h(1) + x(5) \cdot h(0)$$

$$y(6) = x(3) \cdot h(3) + x(4) \cdot h(2) + x(5) \cdot h(1)$$

$$y(7) = x(4) \cdot h(3) + x(5) \cdot h(2)$$

$$y(8) = x(5) \cdot h(3)$$

În expresiile de mai sus nu am mai scris termenii în care cel puţin unul dintre eşantioanele care se înmulţesc este nul. Se observă că, pentru toţi termenii dintr-o sumă, indicele eşantionului de ieşire este suma dintre indicele eşantionului de intrare şi indicele eşantionului din răspunsul la impulsul δ.

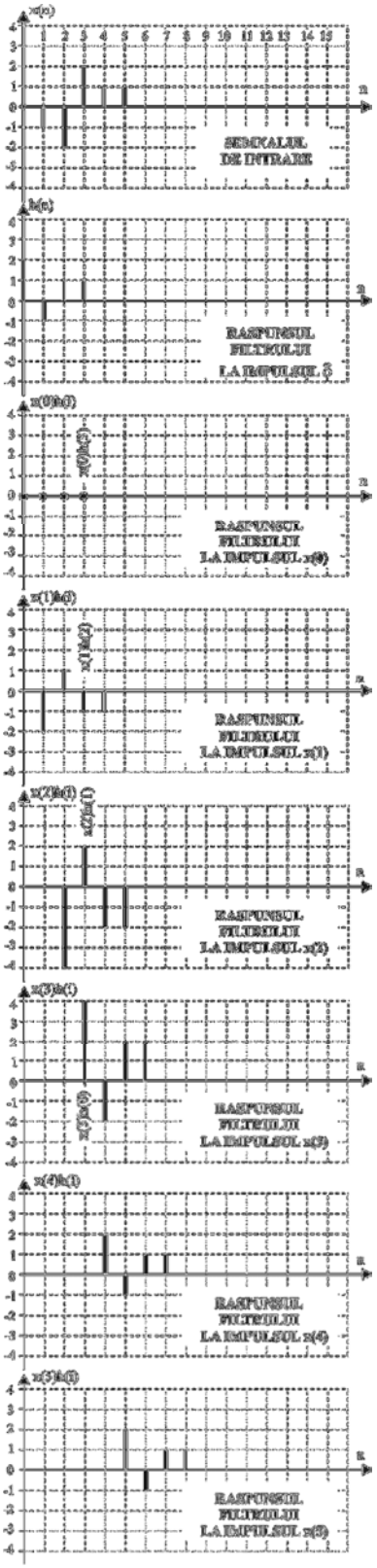

SEMNALUL DE INTRARE
RASPUNSUL FILTRULUI LA IMPULSUL δ
RASPUNSUL FILTRULUI LA IMPULSUL x(0)
RASPUNSUL FILTRULUI LA IMPULSUL x(1)
RASPUNSUL FILTRULUI LA IMPULSUL x(2)
RASPUNSUL FILTRULUI LA IMPULSUL x(3)
RASPUNSUL FILTRULUI LA IMPULSUL x(4)
RASPUNSUL FILTRULUI LA IMPULSUL x(5)

Fig. 5.35 *Modul de acţiune a filtrului cu funcţia de răspuns (5.70).*

De asemenea, se observă uşor că se poate scrie o formulă generală pentru calculul valorilor eşantioanelor de ieşire. Dacă N este numărul eşantioanelor de intrare şi M este numărul eşantioanelor funcţiei de răspuns a filtrului la impulsul δ, această relaţie de calcul poate fi scrisă sub forma:

$$y(n) = \sum_{j=0}^{M} x(j) \cdot h(n-j) \tag{5.72}$$

Numărul eşantioanelor de ieşire este: $N+M-1$

Relaţia precedentă reprezintă convoluţia dintre cele două şiruri de numere, astfel încât se poate spune că dacă la intrarea filtrului se aplică un semnl oarecare, atunci:

semnalul de ieşire va fi **CONVOLUŢIA** *dintre semnalul de intrare x(n) şi funcţia de răspuns a filtrului, h(n), la impulsul unitar* δ*:*

$$y(n) = x(n) * h(n) \tag{5.73}$$

Algoritmul de lucru al „maşinii" de convoluţie este ilustrat în *Anexa II*.

Răspunsul în frecvenţă

Am văzut că expresia transformatei *z* unilaterale (5.58) a unui semnal eşantionat este:

$$X(z) \equiv \sum_{n=0}^{\infty} x(n) \cdot z^{-n} \tag{5.74}$$

Considerând cazul cel mai general al transformatei *z* bilaterale şi făcând substituţia $z = e^{j\omega T_s}$, obţinem ecuaţia:

$$X\left(e^{j\omega T_s}\right) = \sum_{n \to -\infty}^{n \to \infty} x(n) \cdot e^{-j\omega n T_s} \tag{5.75}$$

care nu este altceva decât *Transformata Fourier Discretă în Timp* (*DTFT*) a semnalului *x*(*n*).

O proprietate importantă a transformatei z este aceea că făcând substituţia $z = e^{j\omega T_s}$ *se obţine* ***spectrul în frecvenţă*** *al funcţiei originale.*

Se ştie că operaţia de convoluţie în domeniul timp are drept corespondent produsul în domeniul frecvenţă. Astfel, operaţia de convoluţie, care descrie modul de acţiune a unui filtru digital (ec. 5.73), are drept corespondent în domeniul timp produsul transformatelor Fourier:

$$Y\left(e^{j\omega T_s}\right) = X\left(e^{j\omega T_s}\right) \cdot H\left(e^{j\omega T_s}\right) \tag{5.76}$$

în care $H\left(e^{j\omega T_s}\right)$ este transformta Fourier discretă în timp a funcţiei de răspuns a filtrului la impulsul δ:

$$H\left(e^{j\omega T_s}\right) = DTFT_{\omega}(h) \tag{5.77}$$

Răspunsul în frecvenţă al filtrului digital este Transformata Fourier Discretă în Timp (DTFT) a răspunsului filtrului la impulsul unitar δ*.*

Din ec.(5.75) se poate concluziona că:

Răspunsul în frecvenţă al unui filtru liniar invariant în timp, $H\left(e^{j\omega T_s}\right)$*, este raportul dintre spectrul în frecvenţă al semnalului de ieşire şi spectrul în frecvenţă al semnalului de intrare.*

În *Anexa III* este prezentată o sinteză a modului de reprezentare a filtrelor digitale și a informațiilor care se pot obține în urma analizei lor.

Poli şi zerouri (analiză grafică)

Să considerăm funcţia de transfer a unui filtru digital (5.54) şi să o rescriem sub forma unui raport de două polinoame:

$$H(z) = b_o \frac{1 + \frac{b_1}{b_o} z^{-1} + \frac{b_2}{b_o} z^{-2} + ... + \frac{b_M}{b_o} z^{-M}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + ... + a_N z^{-N}} \tag{5.78}$$

Introducând notaţiile : $b_o = g$ şi $\beta_i = \frac{b_i}{b_o} = \frac{b_i}{g}$, obţinem:

$$H(z) = g \frac{1 + \beta_1 z^{-1} + \beta_2 z^{-2} + ... + \beta_M z^{-M}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + ... + a_N z^{-N}} \tag{5.79}$$

Cele două polinoame de la numărător şi respectiv de la numitor pot fi factorizate. Să ne reamintim că un polinom $P(x)$ de gradul k poate fi scris ca:

$$P(x) = (x - x_1) \cdot (x - x_2) \cdot ... \cdot (x - x_k) \tag{5.80}$$

în care $x_1, x_2, ..., x_k$ sunt soluţiile ecuaţiei $P(x) = 0$.

Pentru a aduce polinoamele de la numărătorul şi numitorul funcţiei de transfer la forma de mai sus, se dă factor comun z^{-M} la numărător, respectiv z^{-N} la numitor:

$$H(z) = g \cdot \frac{z^{-M}}{z^{-N}} \cdot \frac{z^M + \beta_1 z^{M-1} + \beta_2 z^{M-2} + ... + \beta_M}{z^N + a_1 z^{N-1} + a_2 z^{N-2} + ... + a_N} \tag{5.81}$$

Dacă $q_1, q_2, ..., q_M$ sunt rădăcinile numărătorului şi $p_1, p_2, ..., p_N$ sunt rădăcinile numitorului, atunci, după factorizare, funcţia de transfer devine:

$$H(z) = g \cdot \frac{z^{-M}}{z^{-N}} \cdot \frac{(z - q_1) \cdot (z - q_2) \cdot ... \cdot (z - q_M)}{(z - p_1) \cdot (z - p_2) \cdot ... \cdot (z - p_N)} \tag{5.82}$$

Forma finală a ei o vom obţine după efectuarea substituţiei $z = e^{j\omega T_s}$:

$$H(z) = g \cdot \frac{e^{-j\omega M T_s}}{e^{-j\omega N T_s}} \cdot \frac{(e^{j\omega T_s} - q_1) \cdot (e^{j\omega T_s} - q_2) \cdot ... \cdot (e^{j\omega T_s} - q_M)}{(e^{j\omega T_s} - p_1) \cdot (e^{j\omega T_s} - p_2) \cdot ... \cdot (e^{j\omega T_s} - p_N)} \tag{5.83}$$

În cazul general, funcţia de transfer este complexă, de forma $Re + jIm$. Pentru fiecare frecvenţă ea va avea un modul $\left(\sqrt{\mathrm{Re}^2 + \mathrm{Im}^2}\right)$ şi va introduce un defazaj $\left(\theta = arctg \frac{\mathrm{Im}}{\mathrm{Re}}\right)$. Astfel, funcţia de transfer pentru o frecvenţă dată poate fi reprezentată grafic ca un segment de dreaptă cu lungimea egală cu modulul ei, perpendicular pe planul complex z, în punctul de coordonate (Re, Im), aşa cum este arătat în Fig. 5.36. Mulţimea valorilor lui $H(z)$ va determina o suprafaţă vălurită, asemănătoare unei forme de relief variate, cu dealuri şi văi. Analizând ecuaţia (5.83) vom observa că dacă oricare dintre parantezele de la numărător se anulează, modulul funcţiei de transfer se anulează şi el. În aceste puncte suprafaţa este tangentă la planul z şi ele sunt denimite ***zerourile*** funcţiei de transfer. Vârfurile „dealurilor", care reprezintă maximele modulului funcţiei de transfer, sunt denumite ***polii*** funcţiei de transfer.

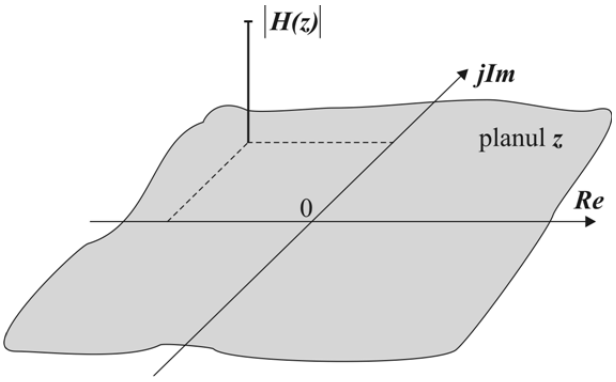


Fig. 5.36 *Funcţia de transfer reprezentată în planul numerelor complexe.*

- numărul zerourilor funcţiei de transfer este determinat de numărul *M* al eşantioanelor de intrare care sunt folosite în algoritmul de calcul
- numărul polurilor funcţiei de transfer este determinat de numărul *N* al eşantioanelor de ieşire care sunt folosite în algoritmul de calcul

Se defineşte ***ordinul filtrului*** ca fiind ***numărul mai mare dintre M şi N***. Se vede imediat că ordinul filtrului este determinat de gradul cel mai mare al polinoamelor de la numărătorul şi numitorul funcţiei de transfer.

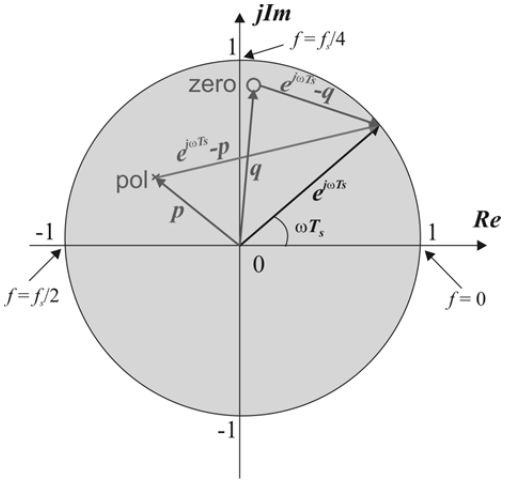


Fig. 5.37 *Reprezentări fazoriale în planul numerelor complexe.*

În general soluţiile q_i şi p_j pot fi numere complexe, ceea ce înseamnă că putem lucra cu ele într-o reprezentare fazorială în planul complex. De asemenea, $e^{j\omega T_s}$ poate fi reprezentat ca un fazor cu lungimea egală cu unitatea $\left(\left|e^{j\omega T_s}\right|=1\right)$, având originea în originea planului complex şi orientat în funcţie de frecvenţa semnalului şi de timpul de eşantionare (Fig. 5.37). Fiecare paranteză din expresia funcţiei de transfer (5.83) reprezintă diferenţa dintre fazorul unitar şi un vector de lungime q_i sau p_j.

Din expresia modulului funcţiei de transfer $G(\omega)$, care reprezintă câştigul filtrului:

$$G(\omega)=|H(z)|=|g|\cdot\frac{\left|e^{j\omega T_s}-q_1\right|\cdot\left|e^{j\omega T_s}-q_2\right|\cdot\ldots\cdot\left|e^{j\omega T_s}-q_M\right|}{\left|e^{j\omega T_s}-p_1\right|\cdot\left|e^{j\omega T_s}-p_2\right|\cdot\ldots\cdot\left|e^{j\omega NT_s}-p_N\right|} \tag{5.84}$$

se poate concluziona că:

> *răspunsul în amplitudine al filtrului este reprezentat de raportul dintre produsul modulelor vectorilor construiţi din zerouri până la punctul de pe cercul unitar determinat de frecvenţă şi timpul de eşantionare, şi produsul modulelor vectorilor construiţi din poli până în acelaşi punct.*

Analizând în continuare expresia funcţiei de transfer (5.83) vom observa că răspunsul în fază al filtrului poate fi calculat cu următoarea realaţie:

$$\begin{aligned}\theta(\omega)=\angle(N-M)\omega T_s+\angle\left(e^{j\omega T_s}-q_1\right)+\angle\left(e^{j\omega T_s}-q_2\right)+\ldots+\angle\left(e^{j\omega T_s}-q_M\right)-\\-\angle\left(e^{j\omega T_s}-p_1\right)-\angle\left(e^{j\omega T_s}-p_2\right)-\ldots-\angle\left(e^{j\omega T_s}-p_M\right)\end{aligned} \tag{5.85}$$

unde cu simbolul „$\angle$” am notat unghiul format de vectorul corespunzător expresiei din paranteză cu axa *Re* (sau cu o dreaptă paralelă cu aceasta).

Să ne reamintim că polii unui filtru reprezintă puncte de extrem ale filtrului, adică posibile puncte de instabilitate. Afirmaţia este susţinută şi de faptul că polii sunt determinaţi de rădăcinile polinomului de la numitor, iar termenii numitorului conţin semnale de la ieşire, poderate cu coeficienţii de reacţie. Din electronică (şi nu numai) se ştie că, în anumite condiţii, reacţia poate conduce la instabiltăţi ale sistemului. Se spune că:

un filtru este stabil dacă şi numai dacă toţi polii lui se află în interiorul cercului unitar din planul z.

În *Anexa IV* sunt analizate câteva exemple elementare de filtre digitale pentru a exemplifica modul de aplicare a metodei grafice de analiză.

Capitolul VI

TRANSMITEREA SEMNALELOR PE LINII

6.1 TRANSFERUL MAXIM DE PUTERE

De multe ori dorim ca transferul de putere de la o sursă de energie (generator de semnal) către un consumator (sarcină) să se realizeze cu randament maxim. Se spune că *sarcina este adaptată la generator*. În cazul cel mai general, atât impedanţa de ieşire a generatorului cât şi sarcina sunt mărimi complexe, având atât o componentă activă (rezistivă, R), cât şi una reactivă (inductivă sau capacitivă, X):

$$Z_g = R_g + jX_g \tag{6.1}$$

$$Z_{sarc} = R_{sarc} + jX_{sarc} \tag{6.2}$$

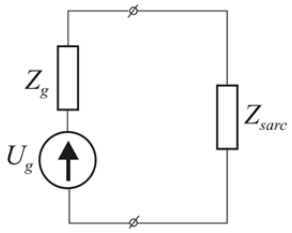


Fig. 6.1 *Sarcină reactivă conectată la bornele unui generator de semnal.*

Dacă sarcina este conectată direct la bornele de ieşire ale generatorului de semnal (Fig. 6.1), atunci intensitatea curentului prin sarcină este:

$$I = \frac{U_g}{\left(R_g + jX_g\right) + \left(R_{sarc} + jX_{sarc}\right)} \tag{6.3}$$

Puterea activă transmisă sarcinii este puterea consumată pe partea ei rezistivă:

$$P = I^2 R_{\text{sarc}} \tag{6.4}$$

sau, ţinând cont de expresia intesităţii curentului:

$$P = \frac{U_g^2 R_{sarc}}{\left(R_g + R_{sarc}\right)^2 + \left(X_g + X_{sarc}\right)^2} \tag{6.5}$$

Având în vedere faptul că o reactanţă poate fi atât pozitivă (comportament inductiv), cât şi negativă (comportament capacitiv), se poate observa că o primă maximizare a puterii poate fi realizată dacă:

$$X_g + X_{sarc} = 0 \tag{6.6}$$

Aceasta înseamnă că, din punct de vedere reactiv, generatorul de semnal şi sarcina trebuie să aibă comportamente complementare: dacă una are comportament inductiv, cealaltă trebuie să aibă un comportament capacitiv, care să-l anuleze pe primul.

Dacă această primă condiţie este satisfăcută, puterea transmisă sarcinii va depinde exclusiv de partea sa rezistivă:

$$P(R_{sarc}) = \frac{U_g^2 R_{sarc}}{\left(R_g + R_{sarc}\right)^2} \tag{6.7}$$

Funcţia prezintă un maxim pentru:

$$R_{sarc} = R_g \tag{6.8}$$

maxim care are valoarea:

$$P_{\max} = \frac{U_g^2}{4R_{sarc}} \tag{6.9}$$

Având în vedere cele două cerinţe menţionate anterior, se poate concluziona că:
transferul de putere de la generatorul de semnal către sarcina conectată la bornele sale este maxim atunci când impedanţa sarcinii este complex conjugata impedanţei de ieşire a generatorului:

$$Z_{sarc} = Z_g^* \tag{6.10}$$

De foarte multe ori impedanţa de ieşire a generatorului de semnal este pur rezistivă (50Ω, 600Ω, ...), iar sarcina are caracter reactiv. În acest caz, pentru realizarea adaptării, între generator şi sarcină se interpune un circuit alcătuit din elemente de circuit pasive (bobine, condensatori, rezistenţe), astfel dimensionate încât pe de o parte să compenseze comportamentul reactiv al sarcinii şi pe de alta să aducă partea rezistivă „simţită" de generator cât mai aproape de îndeplinirea condiţiei (6.8). Un astfel de circuit poartă denumirea de *reţea de adaptare* (matching network).

6.2 LINIA DE TRANSMISIE

6.2.1 Ecuaţiile telegrafiştilor

În majoritatea aplicaţiilor, transmiterea semnalelor de la sursele lor către consumatori se face prin intermediul cablurilor de conexiune (linii de transmisie). Atunci cînd acestea sunt coaxiale sau bifilare (tip panglică), un fir este conectat la borna de masă (firul „rece") iar celălalt este cunoscut sub denumirea de fir „cald", potenţialul său modificându-se în raport cu cel al masei.

Atâta timp cât lungimea de undă a semnalului transmis pe linie este mult mai mare decât lungimea acesteia, se poate aproxima că linia se comportă ca şi faţă de un semnal de curent continuu. Dacă însă lungimea liniei de transmisie este comparabilă cu lungimea de undă a semnalului transmis prin ea, propagarea acestuia trebuie analizată mai atent. Se ştie că oricare bucăţică de conductor liniar are o inductanţă şi că lui i se poate asocia o capacitate faţă de o suprafaţă conductoare cu potenţial electric diferit de al lui. Totodată, el are o rezistenţă electrică care, la frecvenţe de ordinul 10^6 Hz sau mai mari, datorită efectului pelicular (Skin), creşte odată cu creşterea frecvenţei. Având în vedere aceste adevăruri fizice, pentru analiza propagării unui semnal electric pe o linie de transmisie trebuie să îi asociem acesteia un model electric. În el trebuie să regăsim rezistenţa electrică a conductorilor şi inductanţa lor, capacitatea dintre aceştia precum şi rezistenţa de pierderi a mediului dintre ei (material plastic, teflon etc.). Astfel, un tronson de linie poate fi modelat ca în Fig. 6.2, în care R, L, C şi R_c se referă la unitatea de lungime.

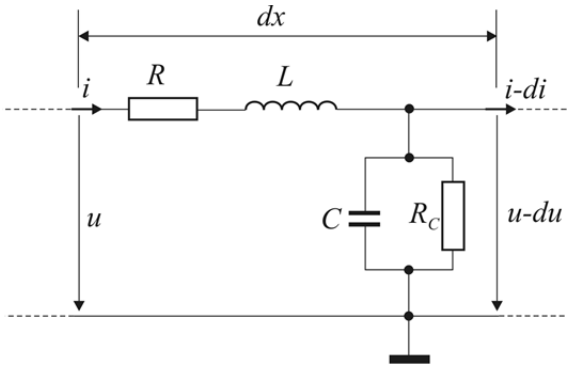


Fig. 6.2 *Modelarea unui tronson de linie de transmisie.*

Dacă se introduc notaţiile:

$$Z = R + jX_L \tag{6.11}$$

$$Y = G + jB_C \tag{6.12}$$

în care $X_L = \omega L$, $G = 1/R_C$ şi $B_C = \omega C = 1/X_c$, atunci variaţiile tensiunii şi curentului pe linia de transmisie sunt date de ecuaţiile diferenţiale:

$$\begin{cases} \dfrac{du}{dx} = iZ \;\Rightarrow\; \dfrac{d^2u}{dx^2} = Z\dfrac{di}{dx} \\ \dfrac{di}{dx} = uY \;\Rightarrow\; \dfrac{d^2i}{dx^2} = Y\dfrac{du}{dx} \end{cases} \tag{6.13}$$

Combinând variaţiile de ordinul 1 şi 2 ale celor două mărimi, se obţin ecuaţiile diferenţiale care descriu propagarea pe linia de transmisie a semnalului caracterizat prin diferenţa de potenţial dintre conductori şi curentul într-un punct dat. Ele sunt cunoscute ca *ecuaţiile telegrafiştilor*.

$$\frac{d^2u}{dx^2} - YZu = 0 \tag{6.14}$$

$$\frac{d^2i}{dx^2} - YZi = 0 \tag{6.15}$$

Ecuaţia caracteristică pentru ambele ecuaţii ale telegrafiştilor este: $\gamma^2 - YZ = 0$, cu soluţia $\gamma = \pm\sqrt{YZ}$. γ este constanta de propagare, ea depinzând de caracteristicile electrice ale liniei de transmisie: $\gamma = \sqrt{(R + jX_L)(G + jB_C)}$. Expresia ei se poate aduce sub forma $\gamma = \alpha + \mathrm{j}\beta$, α reprezentând atenuarea pe linia de transmisie iar β, modificarea fazei semnalului transmis pe linie.

Astfel, soluţia ecuaţiei (6.14), care reprezintă tensiunea pe linie la o distanţă x de sursa de semnal, se poate scrie sub forma:

$$u = Ae^{-\gamma x} + Be^{\gamma x} \tag{6.16}$$

în care primul termen reprezintă unda de tensiune directă (cea care se propagă de la sursa de semnal spre sarcină) cu amplitudinea A iar cel de al doilea reprezintă unda reflectată (cea care se propagă de la sarcină spre sursa de semnal) cu amplitudinea B.

Variaţia tensiunii u în lungul liniei de transmisie va fi exprimată de ecuaţia:

$$\frac{du}{dx} = -\gamma\left(Ae^{-\gamma x} - Be^{\gamma x}\right) \tag{6.17}$$

Exprimând intensitatea curentului din ecuaţia (6.13)

$$i = \frac{1}{Z}\frac{du}{dx} \tag{6.18}$$

şi înlocuind în ea expresia variaţiei tensiunii (6.17), se obţine pentru intensitatea curentului într-un punct aflat la distanţa x de sursa de semnal:

$$i = -\frac{\gamma}{Z}\left(Ae^{-\gamma x} - Be^{\gamma x}\right) \tag{6.19}$$

Având acum expresiile tensiunii şi intensităţii curentului într-un punct pe linia de transmisie (ec. (6.16) şi (6.19)), se poate scrie raportul dintre ele:

$$\frac{u}{i} = \sqrt{\frac{Z}{Y}}\,\frac{Ae^{-\gamma x} + Be^{\gamma x}}{Ae^{-\gamma x} - Be^{\gamma x}} \tag{6.20}$$

expresie care reprezintă o impedanţă. În ea, γ a fost înlocuit cu expresia sa $\gamma = -\sqrt{YZ}$.

Dacă pe linia de transmisie nu se propagă nici o undă reflectată, ceea ce se întâmplă în cazul liniei infinite sau când există adaptare la capătul dinspre sarcină al liniei transmisie, atunci amplitudinea B a undei reflectate va fi nulă ($B = 0$) şi raportul u/i va defini *impedanţa caracteristică* a liniei de transmisie:

$$Z_o = \sqrt{Z/Y} \tag{6.21}$$

Cu această expresie, raportul -γ/Z din expresia lui *i* poate fi scris:

$$-\frac{\gamma}{Z} = -\frac{-\sqrt{YZ}}{Z} = \sqrt{\frac{Y}{Z}} = \frac{1}{Z_o} \tag{6.22}$$

Dacă linia de transmisie este şi *fără pierderi*, ceea ce înseamnă că $R = 0$ şi $G = 0$ ($R_C \to \infty$), atunci impedanţa caracteristică a liniei va depinde doar de inductanţa şi capacitatea pe unitatea de lungime a liniei:

$$Z_o = \sqrt{L/C} \tag{6.23}$$

6.2.2 Reflexia la capătul dinspre sarcină al liniei

Pentru a uşura analiza matematică a fenomenelor de propagare şi reflexie pe linie, este util să considerăm axa de coordonate orientată de la sarcină spre sursă, cu originea la capătul dinspre sarcină al liniei de transmisie (Fig. 6.3).

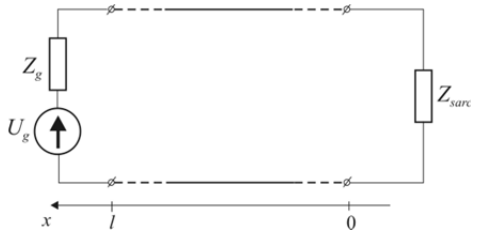


Fig. 6.3 *Schemă generală pentru transmiterea unui semnal.*

Ecuaţiile tensiunii şi curentului pe linie se vor obţine din ecuaţiile (6.16) şi (6.19) substituind variabila *x* cu *–x*. Astfel se obţin noile ecuaţii:

$$u(x) = Ae^{\gamma x} + Be^{-\gamma x} \tag{6.24}$$

$$i(x) = \frac{1}{Z_o}\left(Ae^{\gamma x} - Be^{-\gamma x}\right) \tag{6.25}$$

La scrierea ecuaţiei (6.25) am luat în considerare relaţia (6.22). La capătul dinspre sarcină al liniei $x = 0$ şi ecuaţiile precedente devin:

$$u(0) = A + B \tag{6.26}$$

$$i(0) = \frac{A - B}{Z_o} \tag{6.27}$$

Deoarece *A* reprezintă amplitudinea tensiunii semnalului care se propagă de la sursă spre sarcină şi *B* reprezintă reprezintă amplitudinea tensiunii semnalului care se propagă de la sarcină spre sursă, *coeficientul* (factorul) *de reflexie al tensiunii* poate fi definit ca:

$$\Gamma_u = \frac{B}{A} \tag{6.28}$$

Rezolvând sistemul format din ec. (6.26) şi (6.27) şi calculând coeficientul de reflexie, se obţine pentru el ecuaţia:

$$\Gamma_u = \frac{u(0) - Z_o i(0)}{u(0) + Z_o i(0)} = \frac{\dfrac{u(0)}{i(0)} - Z_o}{\dfrac{u(0)}{i(0)} + Z_o} \tag{6.29}$$

Deoarece raportul $u(0)/i(0)$ reprezintă impedanţa de sarcină, expresia coeficientului de reflexie al tensiunii devine:

$$\Gamma_u = \frac{Z_{sarc} - Z_o}{Z_{sarc} + Z_o} \tag{6.30}$$

Din ecuaţia curentului (6.25) rezultă că amplitudinea undei directe de curent este *A*/*Zo* iar a celei reflectate este -*B*/*Zo*. Deci *coeficientul de reflexie al curentului* va fi $\Gamma_i = -B/A$. Aşadar,

$$\Gamma_i = -\Gamma_u \tag{6.31}$$

6.2.3 Impedanţa de intrare a liniei

Impedanţa de intrare a liniei de transmisie este impedanţa pe care „o simte" generatorul de semnal. Dacă lungimea liniei este *l*, impedanţa de intrare poate fi scrisă ca:

$$Z_{in} = \frac{u(l)}{i(l)} = Z_o \frac{Ae^{\gamma l} + Be^{-\gamma l}}{Ae^{\gamma l} - Be^{-\gamma l}} \tag{6.32}$$

Dacă în relaţia de mai sus se dă *A* factor comum şi se înlocuieşte la numărător şi numitor raportul *B*/*A* cu expresia (6.30) a coeficientului de reflexie, se obţine:

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_{sarc}\left(e^{\gamma l} + e^{-\gamma l}\right) + Z_o\left(e^{\gamma l} - e^{-\gamma l}\right)}{Z_{sarc}\left(e^{\gamma l} - e^{-\gamma l}\right) + Z_o\left(e^{\gamma l} + e^{-\gamma l}\right)} = Z_o \frac{Z_{sarc} \cdot \mathrm{ch}\gamma l + Z_o \cdot \mathrm{sh}\gamma l}{Z_{sarc} \cdot \mathrm{sh}\gamma l + Z_o \cdot \mathrm{ch}\gamma l} \tag{6.33}$$

sau

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_{sarc} + Z_o \cdot \mathrm{th}\gamma l}{Z_o + Z_{sarc} \cdot \mathrm{th}\gamma l} \tag{6.34}$$

Dacă *linia* poate fi considerată *fără pierderi*, atunci $\alpha = 0$ şi $\gamma = \mathrm{j}\beta$. β reprezintă numărul de undă egal cu $2\pi/\lambda$ şi:

$$\mathrm{th}\gamma l = \mathrm{th}\, j\frac{2\pi}{\lambda} = j\mathrm{tg}\frac{2\pi}{\lambda} l \tag{6.35}$$

Astfel, expresia impedanţei de intrare a liniei fără pierderi, la capătul căreia este conectată o impedanţă de sarcină, va fi:

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_{sarc} + jZ_o \cdot \mathrm{tg}\frac{2\pi}{\lambda} l}{Z_o + jZ_{sarc} \cdot \mathrm{tg}\frac{2\pi}{\lambda} l} \tag{6.36}$$

Se poate observa că impedanţa de intrare a liniei de transmisie depinde de caracteristicile ei electrice (prin Z_o) şi geometrice (prin *l*), dar şi de mărimea sarcinii conectate la capătul ei. În funcţie de lungimea liniei, se disting două cazuri particulare:

Cazul 1 $\qquad l = n\frac{\lambda}{2}$

Lungimea liniei este un multiplu întreg de semilungimi de undă ale semnalului care se propagă prin ea. În această situaţie:

$$\mathrm{tg}\frac{2\pi}{\lambda} l = \mathrm{tg}\frac{2\pi}{\lambda} n\frac{\lambda}{2} = \mathrm{tg}2n\pi = 0 \qquad \text{şi} \qquad Z_{in} = Z_{sarc} \tag{6.37}$$

În acest caz se spune că *impedanţa de intrare oglindeşte impedanţa de sarcină*. Sistemul se comportă ca şi cum sarcina ar fi conectată direct la bornele sursei de semnal.

Cazul 2 $\qquad l = (2n+1)\frac{\lambda}{4}$

Lungimea liniei este un multiplu impar de sferturi de undă ale semnalului care se propagă prin ea. În această situaţie:

$$\mathrm{tg}\frac{2\pi}{\lambda} l = \mathrm{tg}\frac{2\pi}{\lambda}(2n+1)\frac{\lambda}{4} = \mathrm{tg}(2n+1)\frac{\pi}{2} \to \infty \quad \text{şi} \qquad Z_{in} = \frac{Z_o^2}{Z_{sarc}} \tag{6.38}$$

6.2.4 Influenţa liniilor asupra transmisiei datelor digitale

Probleme legate de transmisia datelor prin cabluri sau trasee ale circuitelor imprimate apar atunci când frecvenţa semnalului transmis devine mai mare de 10 MHz. La această frecvenţă lungimea de undă în vid este:

$$\lambda_o = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{10 \cdot 10^6} = 30\,\text{m} \qquad (6.\ 39)$$

Dacă propagarea se face într-un mediu dielectric oarecare, lungimea de undă devine şi mai mică şi problemele se accentuează. De exemplu, pentru un cablu coaxial fără pierderi ($R = 0$, $R_c \to \infty$) cu impedanţa caracteristică $Z_o = 50\Omega$ şi cu capacitatea $C \cong$ 100 pF/metru, viteza de propagare a semnalului este:

$$\text{v} = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 0{,}65c \qquad (6.40)$$

iar lungimea de undă pe linie la 10 MHz va fi de 19,5 m.

Inductanţa şi capacitatea pe unitatea de lungime a liniei de transmisie depind în primul rând de geometria acesteia şi în al doilea, de natura mediului dielectric dintre conductoarele metalice. În *Anexa V* sunt date exemple de relaţii de calcul pentru cele mai întâlnite geometri de linii de transmisie.

Problemele care pot să apară la propagarea unui semnal pe linie sunt legate de:

- întârziere
- atenuare
- rotunjirea impulsurilor
- apariţia unor „şpiţuri" de tensiune

Cauzele apariţiei acestor probleme sunt:

- comportamentul reactiv al liniilor
- pierderi crescute în conductori (efectul Skin) şi dielectrici izolatori
- neadaptări ale impedanţelor la capetele liniilor sau la conexiunile intermediare

În sistemele digitale informaţiile se transmit sub formă de impulsuri dreptunghiulare. Pe durata unui astfel de impuls are loc tranziţia de la 0 la o tensiune ridicată de câţiva volţi, menţinerea la acest nivel de tensiune un timp foarte scurt care depinde de frecvenţa semnalului de tact (ceas, clock) şi apoi revenirea la 0. Pe o linie de transmisie fără pierderi şi care nu introduce distorsiuni, o undă tranzitorie se propagă cu viteza $\text{v} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Pe liniile coaxiale uzuale această viteză este cuprinsă între 65% şi 83% din viteza luminii. Când unda ajunge la capătul liniei se poate produce o reflexie pe sarcină, cu respectarea condiţiilor la limită. Amplitudinea undei reflectate depinde de coeficientul de reflexie, definit conform relaţiilor (6.30) şi (6. 31). Prima undă reflectată se va propaga cu viteza v spre capătul liniei conţinând sursa de semnal şi se va compune cu unda directă. Când ajunge la capăt ea se poate reflecta pe impedanţa sursei după aceleaşi reguli. Fenomenul se repetă până la atingerea unui regim staţionar.

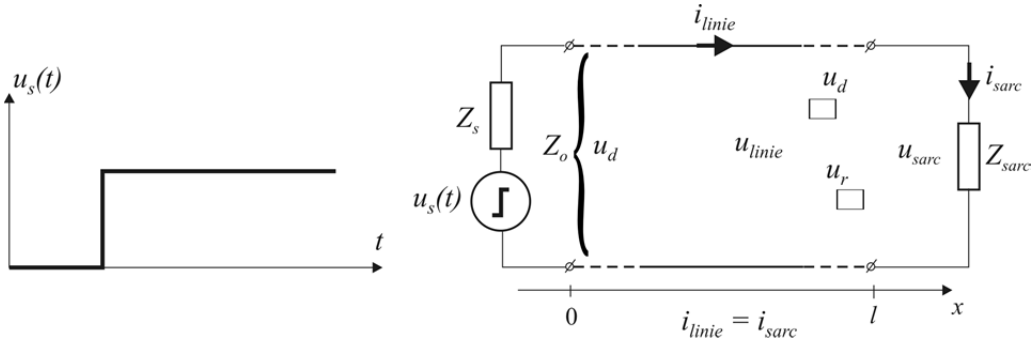


Fig. 6.4 *Transmiterea unui semnal treaptă pe o linie de transmisie*.

Să considerăm spre exemplificare circuitul din Fig. 6.4, în care linia este fără pierderi şi are impedanţa egală cu impedanţa caracteristică, Z_o. Semnalul furnizat de sursă este unul de tip treaptă, cu amplitudinea u_s. După aplicarea lui, un front de undă cu amplitudinea u_d (unda directă) se va propaga în timpul $\tau = l/\text{v}$ până la capătul dinspre sarcină al liniei. După acest interval de timp pe întreaga linie se va stabili o tensiune u_d. În urma reflexiei pe sarcină, o undă cu amplitudinea u_r (unda reflectată) se va propaga cu aceaşi viteză spre

sursă, însumându-se cu unda directă. Astfel, pe linie se va stabili progresiv, în intervalul de timp (τ, 2τ), o tensiune:

$$u_{linie} = u_d + u_r \tag{6.41}$$

La momentul de timp 2τ, întreaga linie va fi supusă acestei tensiuni iar intensitatea curentului prin linie va fi:

$$i_{linie} = \frac{u_{linie}}{Z_o} = \frac{u_d + u_r}{Z_o} \tag{6.42}$$

Ca urmare a reflexie pe sarcină, în intervalul de timp (τ, 2τ)

$$u_{sarc} = u_d - u_r \tag{6.43}$$

iar curentul prin sarcină va fi:

$$i_{sarc} = \frac{u_{sarc}}{Z_{sarc}} = \frac{u_d - u_r}{Z_{sarc}} \tag{6.44}$$

Având în vedere necesitatea satisfacerii condiţiilor la limită, trebuie ca $i_{linie} = i_{sarc}$. Această condiţie va conduce la egalitatea:

$$\frac{1 + \frac{u_r}{u_d}}{Z_o} = \frac{1 - \frac{u_r}{u_d}}{Z_{sarc}} \tag{6.45}$$

Se ştie că raportul u_r/u_d reprezintă coeficientul de reflexie al tensiunii. Astfel, la capătul dinspre sarcină al liniei de transmisie, coeficientul de reflexie al tensiunii va fi:

$$\Gamma_{sarc} = \frac{Z_{sarc} - Z_o}{Z_{sarc} + Z_o} \tag{6.46}$$

relaţie identică cu relaţia de definire a lui Γ_u (6.30), dedusă după un alt raţionament.

O reflexie a undei care se propagă dinspre sarcină înspre sursă se poate produce şi la capătul dinspre sursă al liniei de transmisie. Aplicând un raţionament analog celui anterior, coeficientul de reflexie la sursă va fi:

$$\Gamma_s = \frac{Z_s - Z_o}{Z_s + Z_o} \tag{6.47}$$

Analizând expresiile coeficienţilor de reflexie la cele două capete ale liniei vom observa imediat că, pentru a nu avea reflexii la capetele liniei este necesar ca impedanţa de ieşire a sursei de semnal, impedanţa caracteristică a liniei de transmisiei şi impedanţa de sarcină să fie egale:

$$Z_s = Z_o \tag{6.48}$$

şi

$$Z_o = Z_{sarc} \tag{6.49}$$

În *Anexa VI* sunt prezentate (cu exemple numerice) câteva cazuri dintre cele care se întâlnesc frecvent în practică.

Capitolul VII

CONVERSIA ANALOG-DIGITALĂ ŞI DIGITAL-ANALOGICĂ

Informaţiile pe care le percepem de la fenomenele din jurul nostru sunt analogice. Pentru a le măsura şi prelucra, semnalele de orice natură sunt transformate în semnale electrice folosind dispozitivele electronice numite traductori. Aceste semnale sunt tot analogice. Prelucrarea semnalelor electrice în sistemele digitale prezintă câteva avantaje: viteză mare de operare, imunitate mai bună la zgomote, programabilitate şi posibilitatea de memorare şi prelucrare ulterioară. Transformarea unui semnal din formă analogică în formă digitală (digitizarea) presupune două etape: eşantionarea şi cuantificarea, prezentate şi în Fig. 7.1.

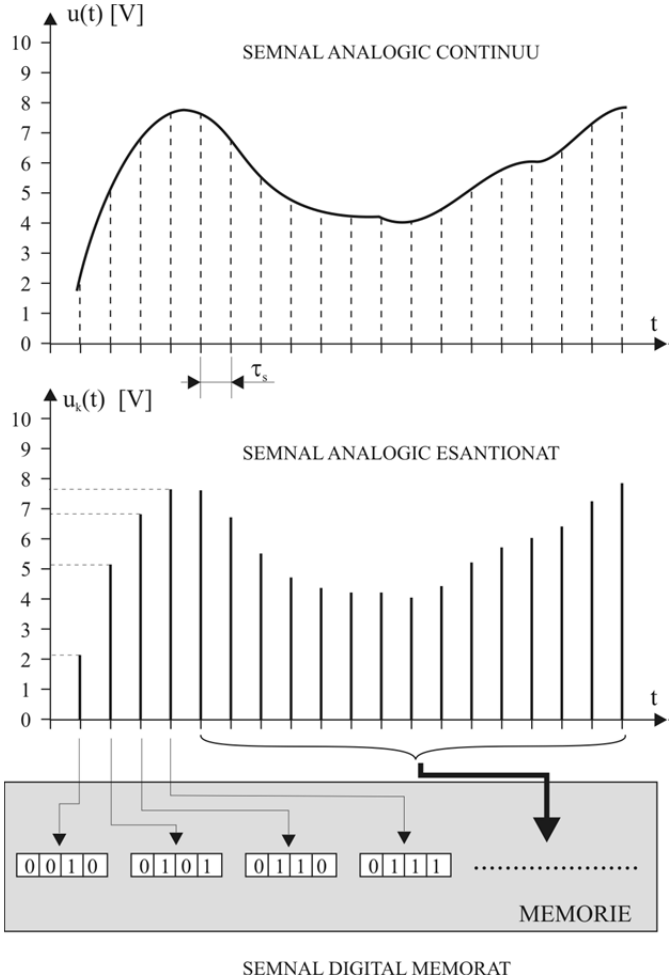


Fig. 7.1 *Etapele procesului de digitizare a unui semnal analogic.*

Eşantionarea înseamnă "citirea" valorii lui analogice la intervale de timp egal distanţate între ele (τ_s – *timp de eşantionare*). Semnalul obţinut este tot într-o reprezentare analogică dar este un semnal eşantionat. *Cuantificarea* este etapa în care fiecărui eşantion i se atribuie un cod numeric care conţine doar două simboluri, 0 şi 1. Codul numeric este în directă legătură cu valoarea analogică a eşantionului căruia i se asociază. Cel mai frecvent este folosit codul binar. Pentru ca informaţiile digitale astfel obţinute să poată fi prelucrate sau folosite în diferitele părţi componente ale unui sistem digital complex este necesară memorarea lor.

După ce semnalul a fost digitizat, el poate fi prelucrat (amplificat, memorat, prelucrat în sistemele digitale), apoi convertit în semnal analogic şi în final, rezultatul este afişat sub formă alfanumerică. Dispozitivele electronice care realizează digitizarea se numesc convertoare analog-digitale (*A/D*). Procesul de conversie analog-digitală este în general mai complex decât cel de conversie digital-analogică (*D/A*) şi, pentru realizarea, lui este nevoie de mai mult timp. Ba chiar mai mult, unele convertoare analog-digitale au în alcătuirea lor convertoare digital-analogice. Având în vedere faptul că scopul prezentei lucrări nu este tratarea exhaustivă a dispozitivelor electronice digitale folosite în prelucrarea semnalelor traductorilor, în acest capitol ne vom referi doar la cele mai folosite metode de conversie *A/D* şi *D/A*.

7.1 CONVERSIA ANALOG-DIGITALĂ

Aproape toate sistemele instrumentale moderne includ diferite tipuri de digitizoare sau *convertoare analog-digitale (ADC)*. Un *ADC* converteşte semnalele analogice (de regulă tensiuni) în numere digitale, astfel încât un calculator sau un procesor poate efectua cu ele următoarele operaţiuni: (a) achiziţionarea automată a semnalului; (b) memorarea şi regăsirea informaţiilor referitoare la semnalul respectiv; (d) prelucrarea şi analiza informaţiei; (e) afişarea rezultatelor. Un sistem de digitizare poate face toată această muncă cu o viteză foarte mare, cu exactitate, repetabilitate şi acurateţe.

Cele două funcţii importante ale unui *ADC* sunt *eşantionarea* şi *cuantificarea* semnalului. Aceste două procese convertesc semnalele analogice din forma continuă (de exemplu dependenţa $u(t)$) în numere digitale care au amplitudini discrete la intervale de timp discrete. Pentru a reprezenta modificarea semnalului în orice moment de timp sau la orice valoare posibilă a tensiunii ne-ar trebui o capacitate infinită de memorare a datelor. De aceea, fiecare sistem digital are o rată de eşantionare şi un grad de cuantificare minime, care să îi permită stocarea acelei cantităţi de informaţie din care să poată fi reconstruit semnalul original.

Pentru a evita digitizarea unei cantităţi infinite de informaţie, semnalul analogic trebuie să fie în primul rând eşantionat. *Eşantionarea* este procesul prin care se măsoară la un anumit moment de timp valoarea semnalului analogic, valoare care îl va reprezenta un anumit interval de timp. De obicei un digitizor eşantionează semnalul uniform, adică îi măsoară valorile la intervale de timp regulate, de obicei de ordinul zecilor sau sutelor de nanosecunde. Nu este obligatoriu ca eşantionarea să fie făcută la intervale egale de timp dar este foarte util din punct de vedere al prelucrării matematice şi al reconstituirii formei sale iniţiale. Fără a insista asupra modului în care s-a calculat rata minimă de eşantionare, vom preciza doar că din considerente matematice de analiză şi prelucrare a semnalelor, Nyquist, pornind de la teorema eşantionării a lui Shanon, a ajuns la concluzia că *frecvenţa de eşantionare trebuie să fie cel puţin egală cu dublul frecvenţei maxime a semnalelor armonice din care se compune semnalul eşantionat* $f_s \geq 2f_{\max}$. Dacă semnalul analizat este subeşantionat atunci apare pericolul fenomenului numit "aliasing", adică acela ca la reconstituirea sa să se obţină un semnal diferit de cel original. Nu întotdeauna trebuie să ne speriem de fenomenul "aliasing". De exemplu dacă se analizează semnale de curent continuu uşor variabile în timp sau dacă se colectează date pentru analize statistice, rata de eşantionare se va alege astfel încât să poată fi colectate suficiente date într-un anumit interval de timp. Pe de altă parte, dacă instrumentul este un analizor spectral, în care frecvenţa este subiectul principal, sau un osciloscop în care detaliile temporale sunt importante, fenomenul "aliasing" este chiar un pericol. Când semnalele apărute în afara benzii de frecvenţe de interes ca urmare a acestui fenomen pot să interfere cu semnalul de măsurat, instrumentul trebuie prevăzut cu filtre antialiasing înainte de etajul de eşantionare. Un filtru antialiasing este un filtru trece-jos cu câştig unitar pentru cele mai multe frecvenţe care apar în interiorul benzii de frecvenţe de interes. La frecvenţe mai mari el începe să atenueze puternic semnalul. În continuare ne vom referi la două dintre convertoarele A/D, cele mai folosite în sistemele de măsură: converorul „Flash" şi convertorul cu aproximaţii succesive.

7.1.1 Convertorul *Flash*

Convertoarele A/D *Flash* sunt cele mai rapide şi au o rezoluţie maximă de 10 biţi. Un convertor *Flash* cu rezoluţia de N biţi are în construcţia sa 2^N-1 comparatoare de mare viteză care operează în paralel. Spre exemplificare, în Fig. 7.2 este prezentată schema unui convertor A/D convertor *Flash* pe trei biţi. Se poate

observa că schema poate fi extinsă uşor pentru un număr mai mare de biţi. El are în componenţa sa o reţea rezistivă (rezistenţe identice) conectată la o sursă de tensiune de referinţă. Ea divizează tensiunea acesteia, furnizând la intrările inversoare ale comparatoarelor nivele de tensiune distanţate între ele cu aceeaşi valoare (în cazul de faţă am ales 1V). Tensiunea analogică de intrare (noi am ales 4,1 V) este comparată simultan cu fiecare dintre aceste tensiuni, ieşirea unui comparator fiind la nivel logic 1 dacă tensiunea analogică este mai mare decât tensiunea cu care este comparată sau la nivel logic 0 în caz contrar. Rezultatul digital de la ieşirile comparatoarelor este numit "cod termometric" deoarece tranziţia de la seria de 1 la seria de 0 se deplasează în funcţie de valoarea tensiunii de intrare ca şi mercurul unui termometru în funcţie de temperatură.

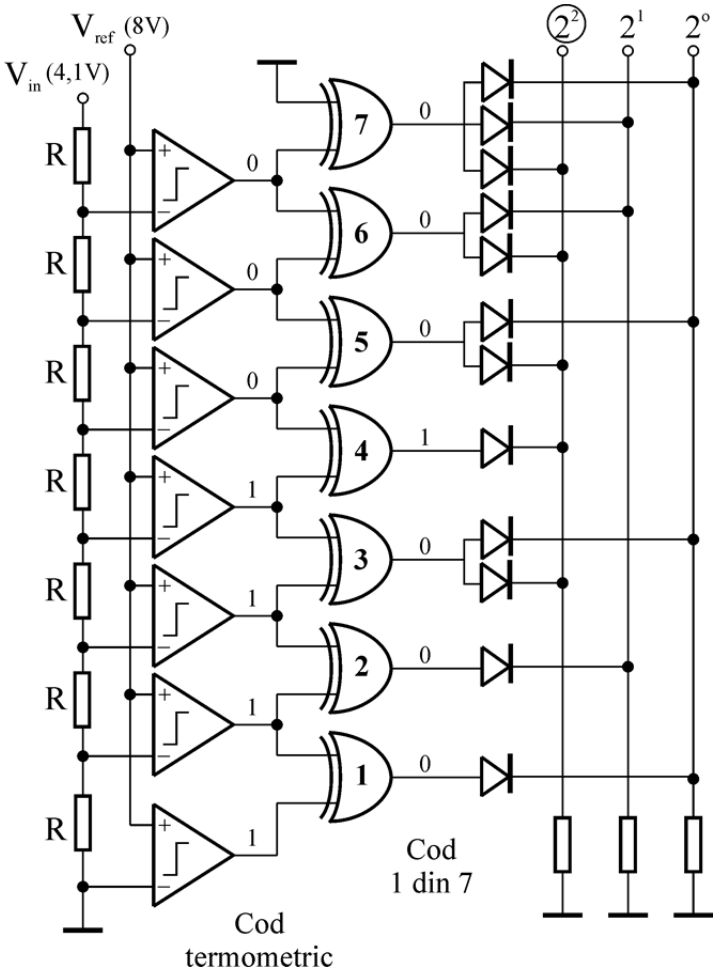


Fig. 7.2 *Convertor analog-digital Flash*.

Reţeaua de porţi SAU-EXCLUSIV transformă codul termometric într-un cod 1 din 2^N-1 (în cazul de faţă 2^3-1=7). Pentru o tesiune de intrare dată doar poarta corespunzătoare valorii întregi a valorii acesteia va avea ieşirea la nivel logic 1. Cei *N* biţi de rang binar (în cazul de faţă *N*=3) ai informaţiei digitale de ieşire sunt asociaţi tensiunilor de pe rezistorii de ieşire. În cazul exemplului din Fig. 7.2 se poate observa ca doar prin rezistorul corespunzător bitului cu ponderea de rang binar $2^2 = 4$ circulă curent. Aşadar, informaţia digitală de la ieşire va fi $100_2 = 4_{10}$, adică o avloare egală cu partea întreagă a valorii zecimale a tensiunii de intrare. Diodele conectate între ieşirile porţilor SAU-EXCLUSIV şi rezistorii de ieşire separă ieşirile porţilor şi fac ca acestea să nu intre în conflict din punct de vederea al stărilor lor logice atunci când una este la nivel logic 1 şi celelalte la nivel logic 0.

Datorită simplităţii lui, convertorul *Flash* este foarte rapid dar rezoluţia lui este limitată la 10 biţi datorită faptului că numărul de comparatoare şi elemente rezistive creşte exponenţial cu creşterea rezoluţiei. Pentru ca liniaritatea să fie bună este necesară folosirea în reţeaua rezistivă a unor rezistenţe cu valori care să varieze foarte puţin de la una la alta. O variaţie mai mare a valorii unei singure rezistenţe poate determina apariţia de erori pe întreg domeniul de valori ale tensiunii de intrare.

7.1.2 Convertorul cu aproximaţii succesive

Convertorul cu aproximaţii succesive este poate cel mai des întâlnit convertor *A/D*, având o rezoluţie cuprinsă între 8 şi 16 biţi dar o viteză de conversie mai mică decât convertorul *Flash*. El are un preţ de cost relativ scăzut şi o foarte bună liniaritate. Un convertor *A/D* cu aproximaţii succesive pe *N* biţi conţine un comparator şi un convertor digital-analogic de mare viteză pe *N* biţi în bucla de reacţie (Fig. 7.3). Pe măsură ce procesul de conversie este în derulare registrul "construieşte" numărul binar care la sfârşit va avea valoarea cea mai apropiată de tensiunea de intrare. Viteza de operare a convertorului cu aproximaţii succesive este limitată chiar de către viteza cu care are loc conversia digital-analogică.

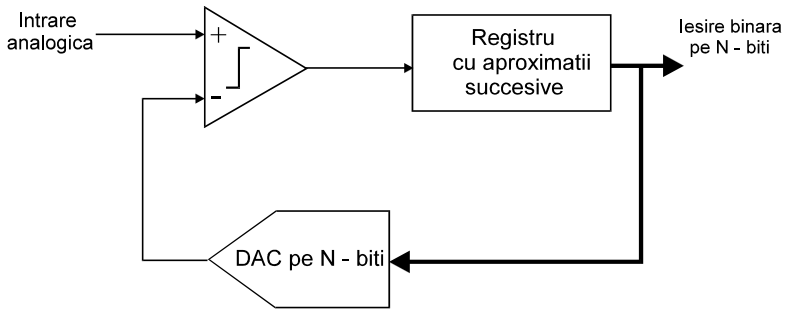


Fig. 7.3 *Convertor analog-digital cu aproximaţii succesive*.

Un registru cu aproximaţii succesive produce o serie de *N* numere binare care sunt convertite în tensiuni analogice şi apoi comparate cu tensiunea de intrare. În Fig 7.4a sunt prezentaţi paşii posibili în luarea deciziei la conversia *A/D* pe patru biţi, iar în Fig. 7.4b sunt arătaţi paşii concreţi în situaţia în care valoarea analogică este între 11 şi 12 (1011 în binar).

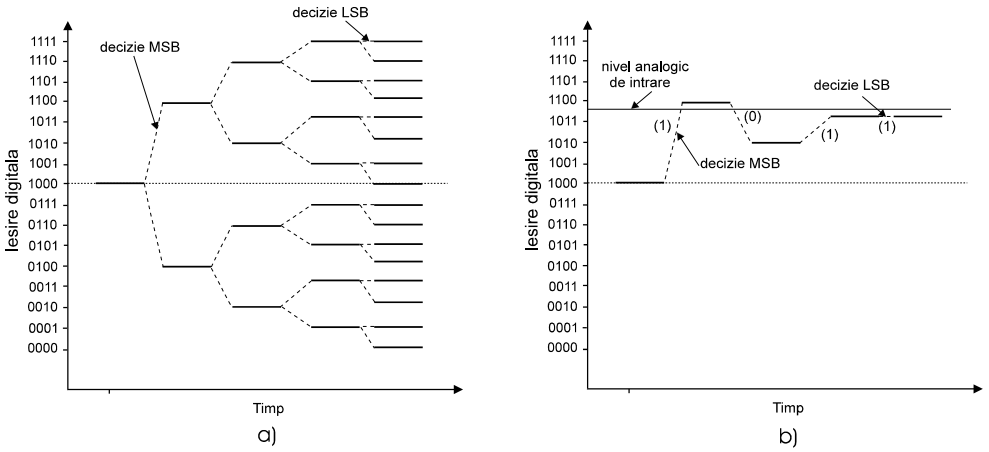


Fig. 7.4 *Etapele decizionale ale convertorului A/D cu aproximaţii succesive*.

7.2 CONVERSIA DIGITAL-ANALOGICĂ (*D/A*)

Prin conversie digital analogică se înţelege transformarea unei informaţii exprimată într-un cod digital într-un nivel de tensiune analogică sau în unul de curent analogic, cu valori proporţionale cu valoarea digitală. Dispozitivele electronice care realizează această operaţie se numesc *convertoare digital-analogice* (*DAC*). În Figura 7.5 este prezentată schema bloc a unui convertor *D/A* cu intrarea pe patru biţi.

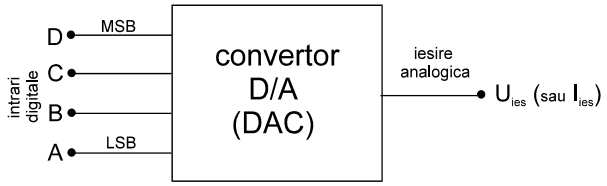


Fig.7.5 *Principiul conversiei digital-analogice*.

De obicei, intrările digitale vin de la ieşirile unui registru al unui sistem digital. În cazul în care informaţia digitală este exprimată în cod binar pe N biţi, există 2^N stări posibile ale ieşirilor. Dacă fiecărei ieşiri i se atribuie o pondere de rang binar, atunci fiecărei stări de la ieşire îi va corespunde un număr zecimal. În *Tabelul 7.1* sunt prezentate cele 16 stări ale unui registru cu 4 ieşiri, ieşirea A fiind asociată bitului cu ponderea de rang binar cea mai mică (2^o). Dacă ieşirile registrului digital (adică intrările convertorului *D/A*) reprezintă un nivel de tensiune codat în binar, atunci la ieşirea convertorului *D/A* trebuie să avem valoarea acelei tensiuni analogice sau una proporţională cu ea. Pentru simplificarea înţelegerii, în *Tabelul 7.1* am ales un astfel de factor de proporţionalitate încât valoarea tensiunii de ieşire să fie exact corespondentul zecimal al informaţiei binare de la intrare. Dar factorul de proporţionalitate poate avea orice valoare şi el poate fi ales în funcţie de necesităţile concrete ale conversiei. Astfel, numărului binar 0010 putem să facem să-i corespundă tensiunea de 0,2V sau 0,02V sau 0,002V etc. Aceleaşi corespondenţe între mărimile de intrare şi cele de ieşire pot fi făcute şi dacă mărimea de ieşire este un curent şi nu o tensiune.

Tabelul 7.1

2^3	2^2	B 2^1	A 2^0	$U_{ieş}$ [V]
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	0	6
0	1	1	1	7
1	0	0	0	8
1	0	0	1	9
1	0	1	0	10
1	0	1	1	11
1	1	0	0	12
1	1	0	1	13
1	1	1	0	14
1	1	1	1	15

Din *Tabelul 7.1* se poate observa că fiecare intrare contribuie cu o cantitate diferită la tensiunea totală de ieşire, cantitate care este direct proporţională cu ponderea de rang binar a intrării respective. Astfel, o intrare contribuie la ieşire cu o tensiune dublă faţă de intrarea cu ponderea de rang binar imediat inferioară. Pentru o combinaţie dată a nivelelor logice de la intrare, tensiunea de ieşire poate fi calculată ca suma tensiunilor cu care contribuie la ieşire toate intrările care sunt la nivel logic 1. În cazul exemplului nostru, dacă la intrare avem combinaţia 1011, tensiunea de ieşire va fi 8V + 0V + 2V +1V =11V. Având în vedere aceste ponderi, una dintre metodele cele mai folosite pentru realizarea conversiei digital-analogice este utilizarea reţelelor rezistive. Există două tipuri de reţele rezistive folosite în conversia *D/A*: rețeaua de tip R-2R şi rețeaua cu rezistențe ponderate, cea mai folosită fiind rețeaua cu rezistențe ponderate, asupra căreia ne vom opri şi noi.

7.2.1 Reţeaua cu rezistenţe ponderate

O rețea cu rezistențe ponderate pentru decodificarea unui număr binar pe trei biţi este prezentată în Fig. 7.6. O caracteristică generală a acestui tip de rețea este aceea că valoarea rezistenței fiecărui rezistor este invers proporţională cu ponderea rangului binar pe care îl decodifică. Comutatoarele K1, K2 şi K3 sunt comutatoare electronice de nivel logic. Ele pot fi conectate fie la masă (nivel logic 0) fie la tensiunea de referință (nivel logic 1).

Pentru realizarea corectă a procesului de conversie, rezistenţa de ieşire a acestei reţele:

$$R_{ies} = \frac{2^{N-1}}{2^N - 1} R \tag{7.1}$$

trebuie să fie mult mai mică decât rezistenţa de sarcină.

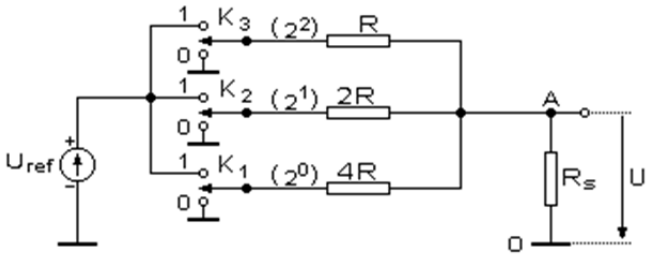


Fig. 7.6 *Reţea rezistivă de conversie digital-analogică pe trei biţi.*

Prin modalităţi simple de analiză a circuitelor, pentru tensiunea de la ieşirea reţelei cu rezistenţe ponderate pe trei biţi se obţine expresia:

$$U_{k_3k_2k_1} = \left[k_3 \frac{2^2}{2^3-1} + k_2 \frac{2^1}{2^3-1} + k_1 \frac{2^0}{2^3-1} \right] U_{ref} \tag{7.2}$$

în care coeficienţii k_1, k_2 şi k_3 pot avea valorile 0 sau 1 în funcţie de poziţiile comutatoarelor electronice de nivel corespunzătoare.

Relaţia (5.7) se poate generaliza pentru o reţea de decodificare a unui număr binar pe N biţi astfel:

$$U_{k_N \ldots k_2k_1} = \frac{1}{2^N-1} \left[k_N 2^{N-1} + k_{N-1} 2^{N-2} + \ldots + k_1 2^0 \right] U_{ref} \tag{7.3}$$

Dezavantajul reţelelor de conversie *A/D* cu rezistenţe ponderate constă în dispersia valorilor rezistenţelor pe un domeniu de valori cu atât mai extins cu cât numărul biţilor decodificaţi este mai mare. Acest fapt conduce la variaţii mai mari cu temperatura ale valorilor rezistenţelor, deci la o precizie mai mică a schemei şi la un proces tehnologic mai complex atunci când reţeaua este realizată sub formă integrată. Avantajul ei constă în faptul că valorile curenţilor scad proporţional cu creşterea rangului biţilor decodificaţi, ceea ce conduce la reducerea consumului de putere per bit..

Acurateţea procesului de conversie depinde în principal de doi factori: precizia valorilor rezistenţelor (determinată de toleranţa de fabricaţie) şi nivelele semnalelor de intrare. Dacă influenţa primului factor poate fi minimizată prin folosirea unor rezistenţe de precizie ($\pm 0{,}01\%$), nivelele semnalelor de intrare pot fi foarte diferite. Pentru refacerea acestor nivele logice, la intrările reţelei de decodificare se conectează câte un amplificator de nivel de precizie (AN). În Fig.7.7 este prezentată o schemă mai completă a unui convertor digital-analogic cu reţea cu rezistenţe ponderate, care are drept sarcină un amplificator sumator. Prin folosirea ca sarcină a amplificatorului operaţional se rezolvă două probleme. Pe de o parte este îndeplinită cerinţa ca rezistenţa de ieşire a reţelei rezistive să fie mult mai mică decât rezistenţa de sarcină şi pe de alta, prin conectarea în ramura de reacţie a unui potenţiometru se poate regla foarte fin nivelul tensiunii de ieşire.

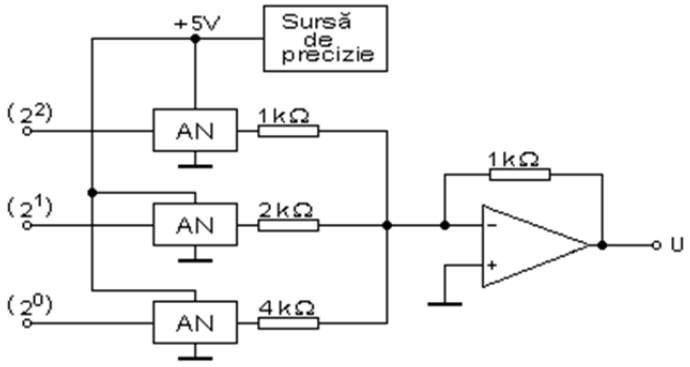


Fig. 7.7 *Reţea de conversie digital analogică care are ca sarcină un amplificator operaţional.*

În cazul în care dorim ca mărimea analogică de ieşire să fie o tensiune şi nu un curent, ca sarcină a reţelei de conversie poate fi conectat un convertor curent-tensiune ca cel din Fig. 4.12.

7.2.2 Rezoluţia convertoarelor D/A

R*ezoluţia* unui convertor *D/A* poate fi definită *ca cea mai mică modificare de semnal (tensiune sau curent) care se poate produce la ieşire ca urmare a modificării stării logice a bitului cu ponderea de rang binar cea mai mică al informaţei digitale de la intrare*. Rezoluţia poate fi exprimată în *volţi*, în *procente* din valoarea maximă a semnalului de ieşire sau în *părţi pe milion* din valoarea maximă a semnalului de ieşire Apare evident faptul că rezoluţia unui convertor *D/A* este cu atât mai bună cu cât numărul de biţi în care este exprimată informaţia de intrare este mai mare. În *Tabelul 7.2* sunt prezentate câteva rezoluţii semnificative în funcţie de numărul de biţi de intrare *N*, considerând că tensiunea maximă de ieşire este 10V.

Tabelul 7.2

	2^N	**Rez** [V]	**Rez** [%]	**Rez** [ppm]
4	16	625mV	6,25	62.500
8	256	39,1mV	0,39	3.906
16	65536	153mV	0,0015	15
24	16777216	596nV	0,000006	0,06

Se poate observa îmbunătăţirea spectaculoasă a rezoluţiei odată cu creşterea numărului de biţi informaţionali de la intrare. Dar, analizând valorile rezoluţiei în tensiune, se vede că dacă $N = 24$ rezoluţia scade sub 600 nV, care nu este altceva decât tensiunea de zgomot termic (Johnson) în interiorul unei benzi de frecvenţe de 10kHz, a unei rezistenţe de 2,2 kΩ aflată la temperatura de 25°C ($U_{zgJ}=(4kTRB)^{1/2}$). În această situaţie este clar că o mărire peste 24 a numărului de biţi nu ar îmbunătăţi cu nimic calitatea conversiei D/A deoarece semnalul util minim ar fi acoperit de zgomot.

Multe convertoare *D/A* au ca valori de intrare date exprimate în codul BCD, câte patru biţi pentru fiecare digit zecimal. În Fig.7.8 este arătată schema bloc a unui astfel de convertor pe opt biţi (doi digiţi a patru biţi).

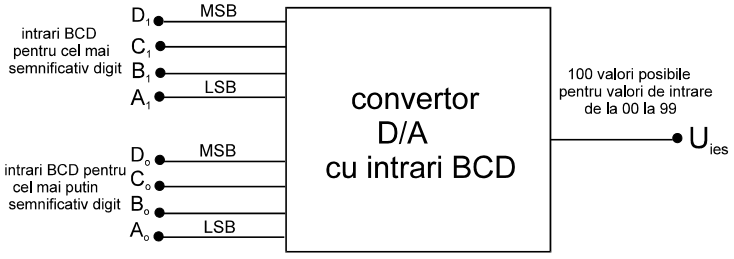


Fig. 7.8 *Conversia digital-analogică a unei informaţii cu doi digiţi*.

Fiecare grup de patru biţi ia valori binare de la 0000 la 1001, astfel că la intrare putem avea numere zecimale de la 00 la 99, codificate în binar. Ponderea grupurilor de biţi diferă cu un factor 10 de la unul la altul. Astfel, dacă intrările cu indicele ***0*** contribuie la tensiunea de ieşire cu 0,1V, 0,2V, 0,4V şi 0,8V, intrările cu indicele ***1*** vor contribui la tensiunea de ieşire cu 1V, 2V, 4V şi 8V. În acest caz valoarea maximă a tensiunii de ieşire va fi 9,9V.

7.3 DECODIFICAREA ŞI AFIŞAREA INFORMAŢEI DIGITALE

După achiziţia semnalului analogic furnizat de un traductor, digitizarea acestuia şi prelucrarea informaţiei digitale, rezultatul procesului de măsurare trebuie afişat sub formă alfanumerică (text sau numeric în baza 10) pentru a putea fi citit cu uşurinţă.

Dacă dorim ca rezultatul procesului de măsurare să fie afişat sub formă numerică şi informaţia digitală este codificată în binar (patru biţi pentru fiecare digit) atunci, pentru fiecare digit memorat într-un registru cu patru ieşiri va avea loc un proces de decodare, după care, prin intermediul unui driver, informaţia este trimisă digitului corespunzător de pe display. Acest proces este ilustrat în schema bloc din Fig. 7.9.

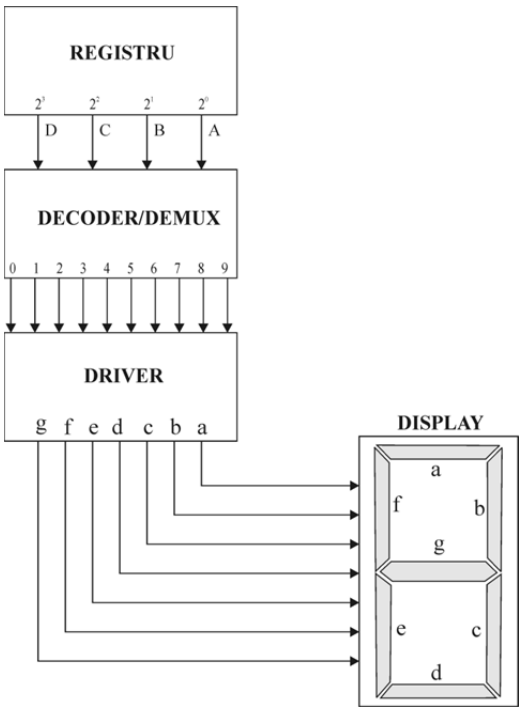


Fig.7.9 *Lanțul de procesare pentru afișarea unei informații digitale*.

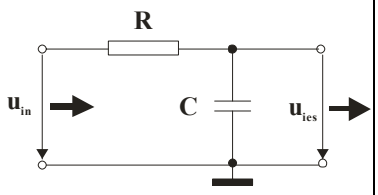
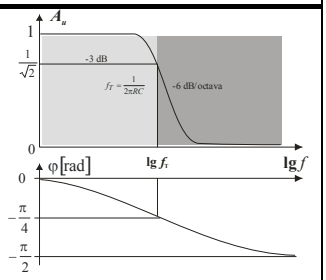
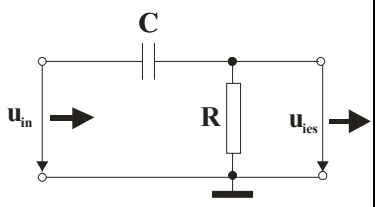
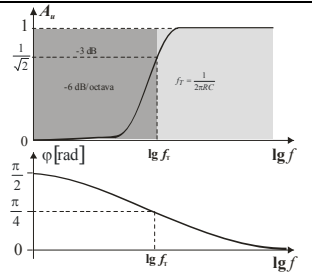
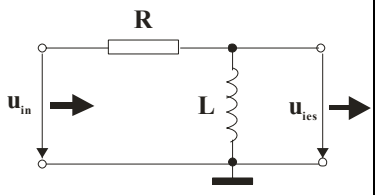
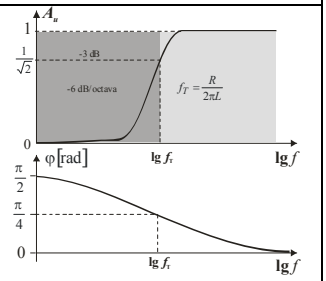
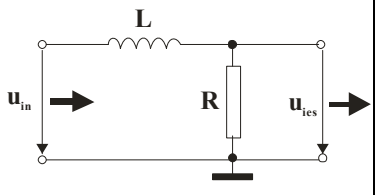
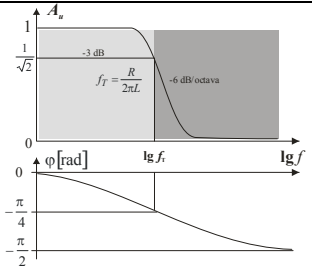
Circuitul de decodare/demultiplexare transformă înformația din cod binar în cod 1 din zece, adică, la un moment dat o singură ieșire este la o tensiune nenulă. Driverul (circuitul de comandă a unui digit al display-ului) preia acest nivel de tensiune și furnizează tensiune numai pe acele ieșiri care comandă segmentele de afișare corespunzătoare cifrei de la ieșirea activă a decoderului. În practică, ansamblul decoder-driver-diplay se poate găsi sub formă integrată.

Bibliografie

1. T. J. Floyd, *Dispozitive electronice*, Ed. Teora, Bucureşti 2003.
2. J. F. Wakerly, *Circuite digitale*, Ed. Teora, Bucureşti 2002.
3. B. Wilkinson, *Electronică digitală*, Ed. Teora, Bucureşti 2002.
4. S. D. Anghel, *Măsurători electronice şi traductoare*, Universitatea „Babeş-Bolyai", Cluj-Napoca 1996.
5. S. D. Anghel, *Bazele electronicii analogice şi digitale*, Ed. Presa Universitară Clujeană, Cluj-Napoca 2007.
6. S. D. Anghel, *Instrumentaţie cu circuite digitale*, Universitatea „Babeş-Bolyai", Cluj-Napoca 2001.
7. P.Elgar*, Sensors for Measurement and control*, TecQuipement Ltd, www.tecquip.co.uk
8. http://www-ccrma.stanford.edu/~jos/filters/
9. R.A. Dunlop, *Experimental Physics. Modern Methods*, Oxford University Press, 1988.
10. R.J.Tocci, *Digital systems: principles and applications*, Prentice/Hall Intern. Inc. 1985.
11. H. Taub and D. Schilling, *Digital Integrated electronics*, McGraw Hill Book Comp. 1977.

ANEXA I

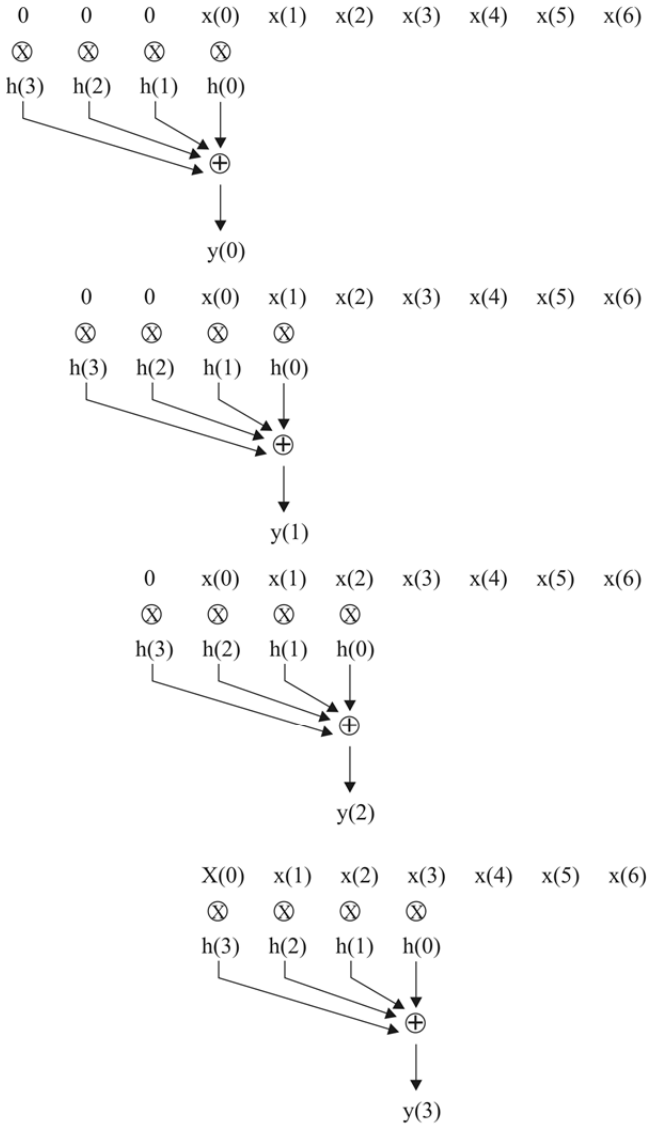
FILTRE ANALOGICE ELEMENTARE DE ORDINUL I

SCHEMA	A_u	φ [rad]	DIAGRAME BODE
filtru *RC* „trece-jos” 	$\frac{1}{1+j\frac{f}{f_T}}$	$-arctg\frac{f}{f_T}$	
filtru *CR* „trece-sus” 	$\frac{1}{1-j\frac{f_T}{f}}$	$arctg\frac{f_T}{f}$	
filtru *RL* „trece-sus” 	$\frac{1}{1-j\frac{f_T}{f}}$	$arctg\frac{f_T}{f}$	
filtru *LR* „trece-jos” 	$\frac{1}{1+j\frac{f}{f_T}}$	$-arctg\frac{f}{f_T}$	

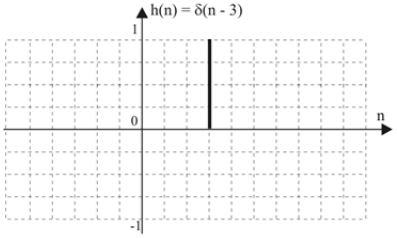
Observaţie. *În toate cazurile au fost neglijate elementele parazite: pierderile în dielectricul condensatorului, rezistenţa de pierderi a conductorului bobinei şi capacităţile dintre spirele bobinei. Caracteristicile filtrului vor suferi modificări mai mari sau mai mici în funcţie de ponderea acestor elemente într-un caz concret.*

ANEXA II

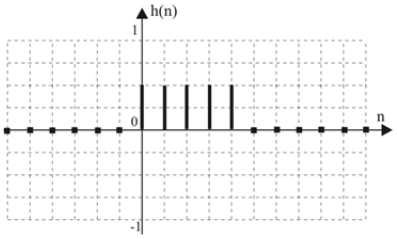
"MASINA" DE CONVOLUTIE



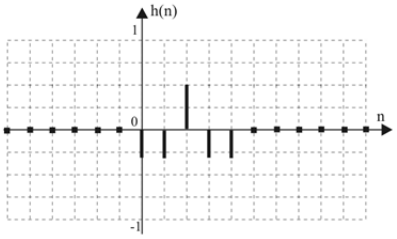
Un filtru care are functia de raspuns la impuls $h(n) = \delta(n- i)$, lasa sa treaca neatenuate toate frecventele

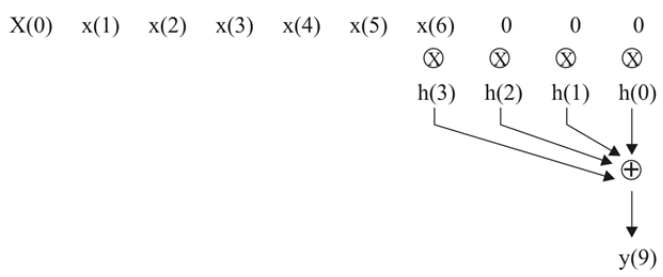


Un filtru TRECE-JOS este un grup de puncte adiacente pozitive. Daca suma punctelor este 1, raspunsul filtrului la f = 0 Hz este egal cu 1.



Un filtru TRECE-SUS este un grup de puncte adiacente negative si unul pozitiv. Daca suma punctelor este 0, raspunsul filtrului la f = 0 Hz este egal cu 0.





ANEXA III

FORME DE REPREZENTARE A FILTRELOR DIGITALE

Modul în care un filtru digital poate acţiona asupra unui semnal eşantionat şi memorat, $x(n)$, poate fi reprezentat în patru moduri:

- *ECUAŢIA DIFERENŢIALĂ*

$$y(n) = \sum_{i=0}^{M} b_i x(n-i) - \sum_{j=1}^{N} a_j y(n-j)$$

- *FUNCŢIA DE TRANSFER*

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_o + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + ... + b_M z^{-M}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + ... + a_N z^{-N}} = \frac{B(z)}{A(z)}$$

- *RĂSPUNSUL LA IMPULSUL UNITAR δ*

$$y(n) = x(n) * h(n)$$

- *RĂSPUNSUL ÎN FRECVENŢĂ*

$$H\left(e^{j\omega T_s}\right) = DTFT_{\omega}(h)$$

Răspunsul în frecvenţă al filtrului digital poate fi scris sub forma:

$$H\left(e^{j\omega T_s}\right) = G(\omega) \cdot e^{j\theta(\omega)}$$

Dacă forma explicită a acestuia este cunoscută, atunci din expresia ei pot fi calculate:

- *câştigul la fiecare frecvenţă*

$$G(\omega) = \left| H\left(e^{j\omega T_s}\right) \right|$$

- *defazajul introdus de filtru la fiecare frecvenţă*

$$\theta(\omega) = arctg \frac{\mathrm{Im}\left[H\left(e^{j\omega T_s}\right)\right]}{\mathrm{Re}\left[H\left(e^{j\omega T_s}\right)\right]}$$

ANEXA IV

ANALIZA UNOR FILTRE DIGITALE SIMPLE

Exemplul 1

Să se analizeze comportarea (caracteristica de amplitudine și caracteristica de fază) filtrului care funcționează după următorul algoritm de calcul:

$$y(n) = x(n) + x(n-1)$$

Se poate obeserva că este ecuația filtrului analizat și prin alte metode în Capitolul V. Vom constata că rezultatele obținute sunt aceleași.

etapa 1a – transformata *z*

$$Y(z) = X(z) + X(z) \cdot z^{-1} = (1 + z^{-1}) \cdot X(z)$$

etapa a 2a - funcţia de transfer

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = z^{-1}(z+1) = z^{-1} \cdot \frac{B(z)}{A(z)}$$

Din analiza funcţiei de transfer observăm:

- filtrul este de ordinul 1
- filtrul are un zero
- filtrul nu are nici un pol

etapa a 3a – rădăcinile polinoamelor

$$B(z) = (z+1) = 0 \quad \Rightarrow \quad q_1 = -1$$

zeroul filtrului este real, la frecvenţa $f_s/2$

etapa a 4a – câştigul filtrului
din reprezentarea grafică pentru o frecvenţă oarecare *f* (Fig. A1), se poate calcula foarte uşor lungimea vectorului $e^{j\omega T_s} - q_1$, care reprezintă modulul câştigului filtrului, $G(\omega)$:

$$G(\omega) = \sqrt{1^2 + 1^2 + 2\cos\omega T_s} = \sqrt{2(1+\cos\omega T_s)} = \sqrt{4\cos^2\frac{\omega T_2}{2}}$$

sau: $G(f) = 2 \cdot \left|\cos\pi\left(\frac{f}{f_s}\right)\right|$

care este identică cu ec. (5.45).

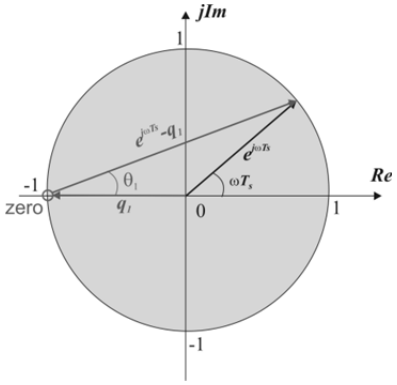


Fig. A1

etapa a 5a – defazajul introdus de filtru

din aceeaşi reprezentare grafică, cunoscând relaţiile dintre unghiuri într-un cerc, se vede imediat că:

$$\theta_1 = \frac{\omega T_s}{2} \quad \text{sau} \quad \theta_1(f) = \pi \frac{f}{f_s}$$

Pentru a calcula defazajul total, la defazajul θ_1 mai trebuie adăugat defazajul datorat factorului $z^{-1} = e^{-j\omega T_s}$ din expesia funcţiei de transfer:

$$\theta_o = -\omega T_s = -2\pi \frac{f}{f_s}$$

Astfel, defazajul total introdus de filtru va fi:

$$\theta = \theta_o + \theta_1 = -\pi \frac{f}{f_s}$$

care este identic cu cel din ec. (5.46).

În Fig. A2 sunt prezentate construcţia grafică şi rezultatele numerice pentru cazul particular, $f = f_s/4$.

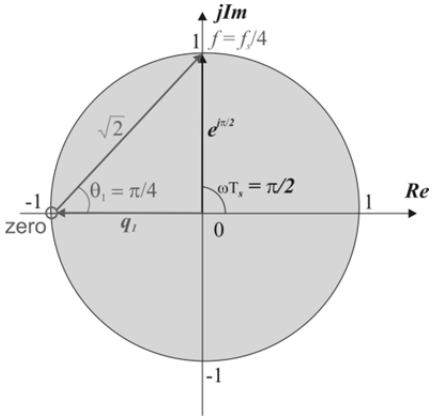


Fig. A2

Analizând rezultatele obţinute vom constata că ele sunt aceleaşi cu cele obţinute prin celelalte metode de calcul.

Exemplul 2

Vom considera filtrul digital cu următorul algoritm de calcul:

$$y(n) = x(n) + x(n-1) + y(n-1)$$

Spre deosebire de filtrul precedent, la semnalul de ieşire contribuie (cu ponderea 1) şi eşantionul de la ieşire calculat cu un pas înainte.

etapa 1a – transformata z

$$Y(z) = X(z) + X(z) \cdot z^{-1} + Y(z) \cdot z^{-1}$$

etapa a 2a - funcţia de transfer

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} = \frac{z+1}{z-1} = \frac{B(z)}{A(z)}$$

Din analiza funcţiei de transfer observăm:

- filtrul este de ordinul 1
- filtrul are un zero
- filtrul are un pol

etapa a 3a – rădăcinile polinoamelor

$B(z) = z + 1 = 0 \quad \Rightarrow \quad q_1 = -1$

zeroul filtrului este real, la frecvenţa $f = f_s/2$

$A(z) = z - 1 = 0 \quad \Rightarrow \quad p_1 = 1$

polul filtrului este real, la frecvenţa $f = 0$

etapa a 4a – câştigul filtrului
din repezentările grafice prezentate în Fig. A3 se calculează lungimile vectorilor rezultanţi:

$$d_1 = \left| e^{j\omega T_s} - q_1 \right| = 2\cos\frac{\omega T_s}{2}$$

$$d_2 = \left| e^{j\omega T_s} - p_1 \right| = 2\sin\frac{\omega T_s}{2}$$

cu care se calculează expresia modulului funcţiei de transfer:

$$G(\omega) = \frac{d_1}{d_2} = \mathrm{ctg}\frac{\omega T_s}{2} \qquad \text{sau} \qquad G(f) = \mathrm{ctg}\left(\pi\frac{f}{f_s}\right)$$

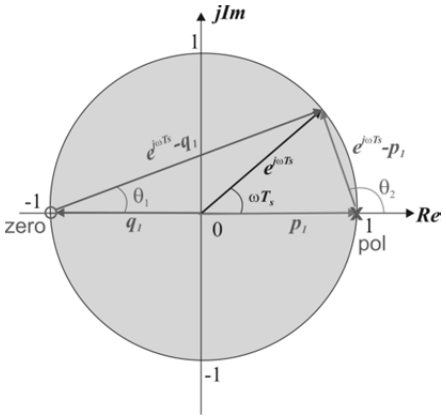


Fig. A3

etapa a 5a – defazajul introdus de filtru

$$\theta(\omega) = \theta_1 - \theta_2 = \theta_1 - \left(\frac{\pi}{2} + \theta_1\right) = -\frac{\pi}{2}$$

sau

$$\theta(f) = -\frac{\pi}{2} = \text{const.}$$

Din reprezentările grafice din Fig.A4 se poate observa că filtrul analizat este unul de tip *trece-jos*, cu o particularitate interesantă: introduce un *defazaj constant de –π/2*, indiferent de frecvenţă.

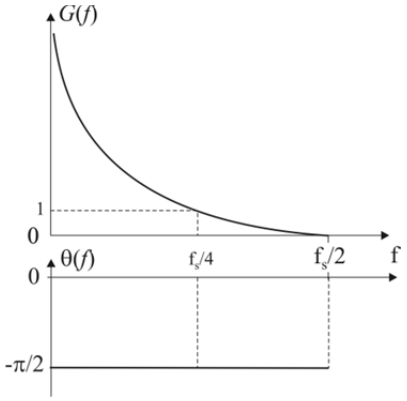


Fig. A4

Exemplul 3

$y(n) = x(n-1) + x(n-2) + y(n-1)$

etapa 1a – transformata *z*

$Y(z) = X(z) \cdot z^{-1} + X(z) \cdot z^{-2} + Y(z) \cdot z^{-1}$

etapa a 2a - funcţia de transfer

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{z^{-1} + z^{-2}}{1 - z^{-1}}$$

$$= \frac{z^{-2}}{z^{-1}} \cdot \frac{z+1}{z-1} = z^{-1} \frac{z+1}{z-1} = z^{-1} \cdot \frac{B(z)}{A(z)}$$

- filtrul este de ordinul 1
- filtrul are un zero
- filtrul are un pol

Din analiza funcţiei de transfer observăm că ea este aceeaşi cu cea a filtrului din Exemplul 2, multiplicată cu factorul $z^{-1} = e^{-j\omega T_s}$. Acest factor nu influenţează câştigul filtrului deoarece $\left| e^{-j\omega T_s} \right| = 1$, dar introduce un defazaj suplimentar, $\theta_o = -\omega T_s = -2\pi \frac{f}{f_s}$. Acesta se adaugă defzajului de $-\frac{\pi}{2}$ al filtrului din Exemplul 2, rezultând defazajul total: $\theta = -2\pi\left(\frac{f}{f_s} + \frac{1}{4}\right)$, reprezentat grafic în Fig. A5.

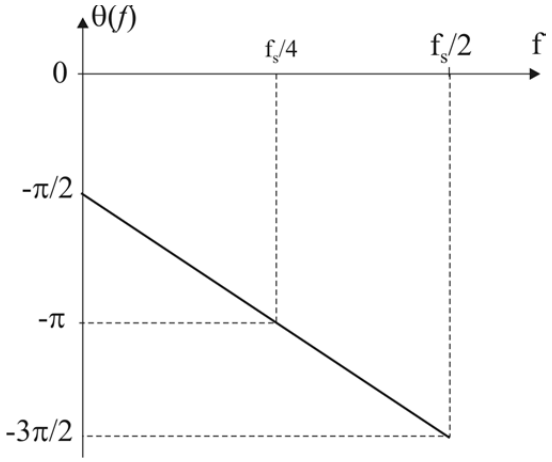
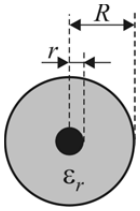
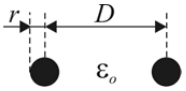
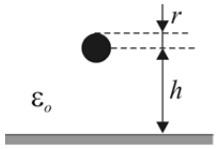


Fig. A5

ANEXA V

RELAŢII DE CALCUL A PARAMETRILOR CARACTERISTICI ÎN FUNCŢIE DE TIPUL LINIEI

TIP LINIE **PARAMETRI**	 cablu coaxial	 linie bifilară	 cablu rotund paralel cu o suprafaţă pământată
C [F/m]	$\frac{2\pi\varepsilon_o\varepsilon_r}{\ln\frac{R}{r}}$	$\frac{\pi\varepsilon_o}{\ln\frac{D}{r}}$	$\frac{2\pi\varepsilon_o}{\ln\frac{2h}{r}}$
L [H/m]	$\frac{\mu_o\mu_r}{2\pi}\ln\frac{R}{r}$	$\frac{\mu_o}{\pi}\left(\frac{1}{4}+\ln\frac{D}{r}\right)$	$11{,}7\cdot\lg 10\left(\frac{2h}{r}\right)\left[\frac{\text{nH}}{\text{in}}\right]$

ANEXA VI

EXEMPLE DE CALCUL A LINIILOR DE TRANSMISIE

Exemplul 1: *linia adaptată ($Z_o = Z_s$) terminată în gol*

Presupunem că parametrii unei linii adaptate terminate în gol (Fig. A6) sunt: $Z_o = Z_s = 75\ \Omega$ şi $Z_{sarc} \to \infty$. La momentul t = 0 tensiunea sursei de alimentare sare de la 0 V la 5V, adică $u_s = 5$ V.

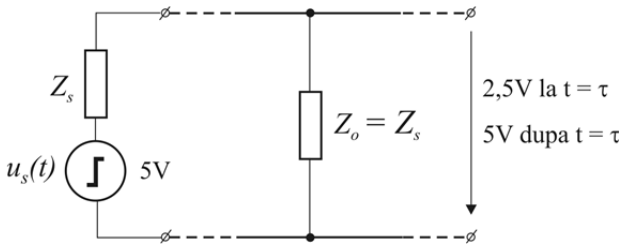


Fig. A6

Cu valorile precizate anterior, coeficienţii de reflexie pentru unda directă (la capătul terminat în gol) şi pentru unda refelectată (la capătul dinspre sarcină) vor fi:

$$\Gamma_{sarc} = \lim_{Z_{sarc} \to \infty} \frac{Z_{sarc} - 75}{Z_{sarc} + 75} = 1$$

$$\Gamma_s = \frac{Z_s - Z_o}{Z_s + Z_o} = \frac{75 - 75}{75 + 75} = 0$$

Considerând divizorul de tensiune din Fig. A6, se vede imediat că la momentul $t = 0$ pe linie începe să se propage o undă directă cu amplitudinea de 2,5V. După timpul τ, unda ajunge la capătul terminat în gol al liniei, unde este reflectată total ($\Gamma_{sarc} = 1$). În intervalul de timp $(\tau, 2\tau)$ pe linie sa va stabili progresiv o tensiune cu o mărime reprezentând suma dintre tensiunea undei directe şi tensiunea undei reflectate, adică 2,5V + 2,5V = 5V. După timpul 2τ, prima undă reflectată ajunge la capătul dinspre sursă al liniei. Aici $\Gamma_s = 0$ şi nu va mai avea loc nici un fel de reflexie. Astfel, după un interval de timp 2τ de la conectarea semnalului, se ajunge la regimul staţionar, *tensiunea pe întreaga linie fiind egală cu tensiunea de mers în gol a sursei de semnal, adică 5V*.

Exemplul 2: *linia adaptată ($Z_o = Z_s$) terminată cu un scurtcircuit* (Fig. A7).

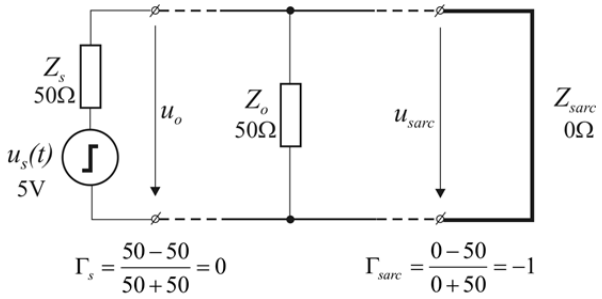


Fig. A7

Ca şi în cazul precedent, la momentul $t = 0$ pe linie începe să se propage o undă directă cu amplitudinea de 2,5V. După timpul τ, unda ajunge la capătul liniei terminat în scurtcircuit, unde este reflectată total ($\Gamma_{sarc} = -1$). În intervalul de timp $(\tau, 2\tau)$ pe linie sa va stabili progresiv o tensiune cu o mărime reprezentând suma algebrică dintre tensiunea undei directe şi tensiunea undei reflectate, adică 2,5V - 2,5V = 0V. După timpul 2τ, unda reflectată ajunge la capătul dinspre sursă al liniei. Aici $\Gamma_s = 0$ şi nu va mai avea loc nici un fel de

reflexie. Astfel, după un interval de timp 2τ de la conectarea semnalului, se ajunge la regimul staţionar, *tensiunea pe întreaga linie şi pe sarcină fiind egală cu 0V*. Dacă scurtcircuitul ar fi fost conectat direct la bornele sursei, rezultatul ar fost acelaşi, dar nu după un interval de timp egal cu 2τ ci chiar din momentul conectării sursei de semnal ($t = 0$).

Exemplu 3: *linia adaptată la ambele capete* (Fig.A8)

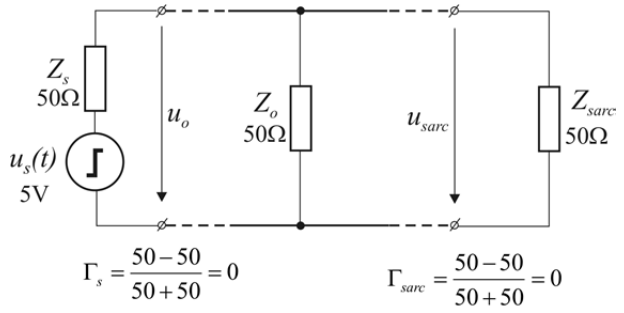


Fig. A8

La momentul $t = 0$ pe linie începe să se propage o undă directă cu amplitudinea de 2,5V. După timpul τ, unda ajunge la capătul liniei terminat cu o sarcină având impedanţa egală cu impedanţa caracteristică a liniei. Datorită adaptării sarcinii la linia de transmise, la capătul dinspre sarcină al liniei nu se va produce nici un fel de reflexie, astfel că la momentul de timp $t = \tau$ *pe întreaga linie se va stabili tensiunea de 2,5V*, aceasta reprezentând şi tensiunea corespunzătoare regimului staţionar. Aceasta este şi valoarea pe care ar avea-o tensiunea pe sarcină chiar de la $t = 0$ dacă ea ar fi conectată direct la bornele sursei de semnal.

Se poate observa că în acest caz particular ($Z_{sarc} = Z_s$) este îndeplinită şi condiţia de transfer maxim de putere. Se mai spune că circuitul lucrează în *regim adaptat*.

Exemplul 4: *linia terminată cu o sarcină oarecare*

Atunci când linia de transmisie este terminată cu o sarcină oarecare şi impedanţa de ieşire a sursei de semnal este diferită de impedanţa caracteristică a liniei, se vor produce reflexii la ambele capete ale liniei. În Fig. A9 sunt arătate şi valorile coeficienţilor de reflexie la cele două capete ale liniei.

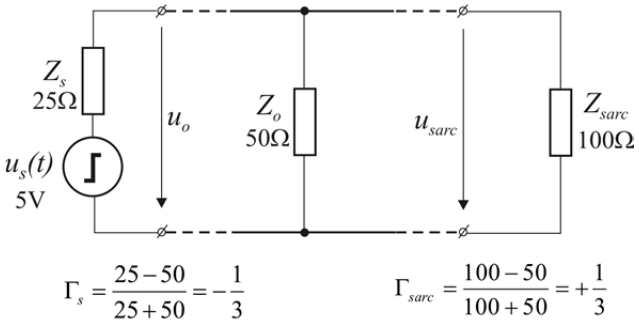


Fig. A9

După un număr de reflexii se va ajunge în regim staţionar. Să examinăm modul în care se produce propagarea până la stabilirea acestuia.

La momentul $t = 0$ sursa de semnal „simte” doar impedanţa caracteristică a liniei, astfel încât:

$$u_o(0) = u_s \frac{Z_o}{Z_s + Z_o} = 5 \cdot \frac{50}{25 + 50} = 3{,}333\text{V}$$

După un timp $\tau = l/v$ frontul de undă ajunge la capătul dinspre sarcină a liniei, cu amplitudinea de 3,333V. Aici are loc prima reflexie ($\Gamma_{sarc} = +1/3$). Unda reflectată va avea amplitudinea de 3,333*x* 1/3 = 1,111V. Ea se adună cu unda incidentă, astfel încât:

$$u_{sarc}(\tau) = 3{,}333 + 1{,}111 = 4{,}444\text{V}$$

După încă un interval de timp τ prima undă reflectată de sarcină ajunge la capătul dinspre sursă al liniei, tensiunea pe întreaga linie fiind de 4,444V. Aici 1/3 din prima undă reflectată pe sarcină se va reflecta pe impedanţa sursei cu amplitudine negativă (Γ_s = -1/3), care se va însuma algebric cu tensiunea de pe linie în acel moment (4,444V). Astfel:

$$u_s(2\tau) = 4{,}444 + \left(-\frac{1}{3}\right)\cdot 1{,}111 = 4{,}444 - 0{,}370 = 4{,}074\,\text{V}$$

În intervalul de timp $(2\tau,3\tau)$ unda cu amplitudinea –0,370V se va propaga pe linie până la sarcină, astfel încât la momentul de timp 3τ tensiunea pe întreaga linie va fi 4,074V. Ajusă la sarcină, unda cu amplitudinea de –0,370V se va reflecta şi se va însuma algebric cu tensiunea liniei în acel moment de timp. Astfel:

$$u_{sarc}(3\tau) = 4{,}074 + \frac{1}{3}(-0{,}370) = 4{,}074 - 0{,}123 = 3{,}951\text{V}$$

Urmând acelaşi raţionament, se poate calcula tensiunea la capătul liniei dinspre sursă după ce unda reflectată cu amplitudinea –0,123V ajunge acolo:

$$u_s(4\tau) = 3{,}951 + \left(-\frac{1}{3}\right)\cdot(-0{,}123) = 3{,}951 + 0{,}041 = 3{,}991\text{V}$$

şi

$$u_{sarc}(5\tau) = 3{,}991 + \frac{1}{3}0{,}041 = 3{,}991 + 0{,}0137 = 4{,}0047\text{V}$$

Se observă foarte uşor că amplitudinile undelor reflectate la capetele liniei scad la fiecare reflexie şi că practic, după 3-4 reflexii succesive *tensiunea pe linie se va stabiliza la 4V*.

Se poate concluziona că în regim staţionar tensiunea pe sarcină se poate calcula ca şi cum impedanţa de sarcină ar fi conectată direct la bornele sursei:

$$u_{sarc} = u_s\,\frac{Z_{sarc}}{Z_s + Z_{sarc}} = 5\,\frac{100}{25 + 100} = 4\text{V}$$

Sorin Dan Anghel s-a născut în 1951 la Sighișoara unde, în 1970 a absolvit liceul *„Joseph Haltrich”*. În 1975 a devenit licențiat al Facultății de Fizică a Universității *„Babeș-Bolyai”* din Cluj-Napoca, cu specializarea Fizică Electronică. Până în 1991 a lucrat în domeniul prospecțiunilor geofizice, în industria grea și în cercetare. În 1991 a dobândit titlul de doctor în fizică și a devenit cadru didactic la facultatea pe care a absolvit-o, unde în prezent este profesor titular. Domeniile de interes didactic și științific au fost și sunt cele legate de electronică și fizica plasmei, având publicate mai multe manuale universitare și cărți, precum și peste 50 de articole în reviste de largă recunoaștere internațională.

Cartea de față are drept scop inițierea celor interesați în folosirea unor dispozitive electronice în procesele de măsurare care folosesc senzori. Ea se adresează în egală măsură fizicienilor și inginerilor, dar și celor care sunt pasionați de electronica aplicată, fără a fi neapărat specialiști în acest domeniu. Intenția autorului a fost ca, într-un număr cât mai redus de pagini, să realizeze o simbioză între fizica traductoarelor și a senzorilor și electronica de măsură. Cititorii vor decide dacă scopul a fost atins sau nu.

UNIVERSITAS • NAPOCENSIS
ROMANIA
PRESA UNIVERSITARĂ

ISBN: 978-973-595-952-4